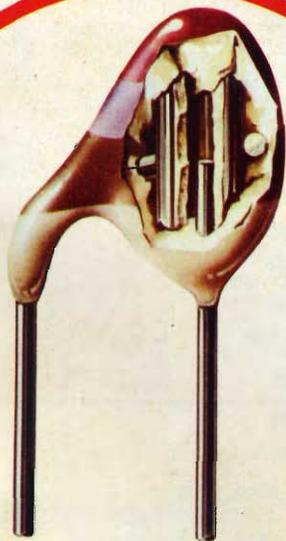
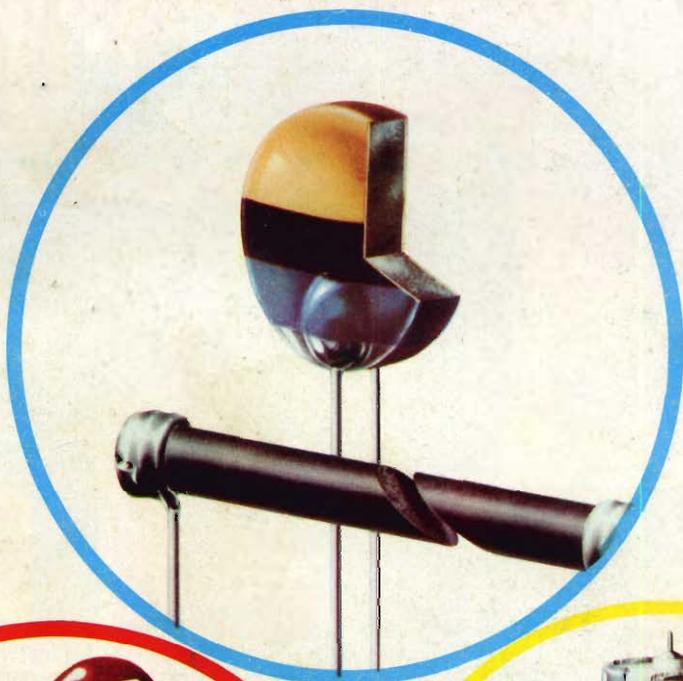
SELEZIONE RADIO - TV

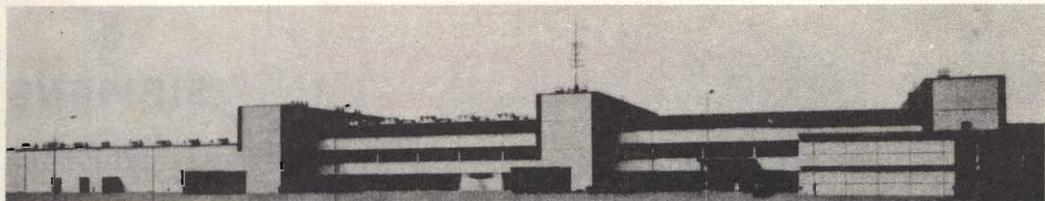
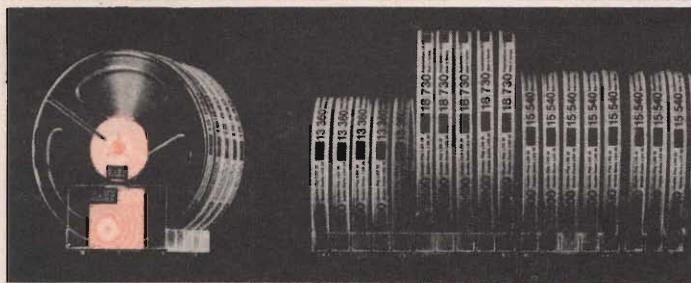
di tecnica

6

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD - AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

Giugno / Luglio 1967

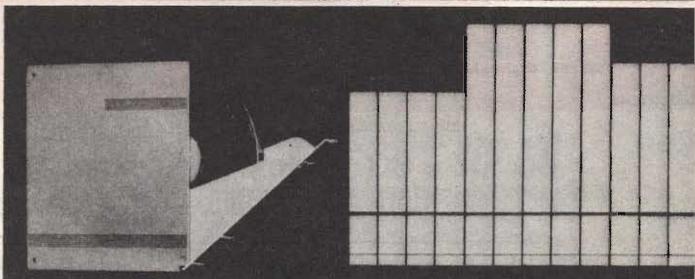
Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 400

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
FIVRE

Dalla nuova fabbrica i Nastri Magnetici BASF in una nuova forma di presentazione e in un arricchito assortimento

Confezione in singola Custodia in plastica anti-urto:

— pratica ed elegante, mezzo ideale per una ordinata ed esteticamente pregevole archiviazione dei nastri
— a chiusura ermetica, tale da assicurare la assoluta preservazione dei nastri dalla polvere

Confezione in Custodia in plastica trasparente:

— pratica
— economica
— polivalente, nel senso che può convenientemente essere utilizzata anche per "completare" le **Cassette-Archivio** a tre scomparti poste in vendita corredate di un solo nastro

il marchio che

— contraddistingue **il nastro magnetico di qualità**
— non fa sciupare tempo e denaro attraverso risultati scadenti, rotture od altri inconvenienti
— è **garanzia** di elevate prestazioni e di possibilità di impiego praticamente illimitate

I NASTRI MAGNETICI «BASF»

rispondono ad ogni anche particolare esigenza e sono **adatti per tutti indistintamente i tipi di Magnetofono**

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG - 6700 Ludwigshafen am Rhein
S.A.S.E.A. - Milano - Reparto nastri magnetici - Via M. Bandello 6 - Tel. 483.341/4

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III

N. 6 - Giugno 1967

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Via V. Monti, n. 15 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M. S. Donato Milanese - Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: SODIP - Via Zuretti, 25 - Telefono 6884251 - Milano - Prezzo della Rivista L. 400, numero arretrato L. 800 - Abbonamento annuo L. 4.000, per l'Estero L. 5.500. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

TELEVISORE SPERIMENTALE A COLORI

Convergenza statica e dinamica
Correzione dell'effetto « cuscino »
Alimentazione e ronzio

Parte VI

Continuando la descrizione del nostro televisore sperimentale a colori, ci occuperemo in questa puntata dei problemi posti dalla convergenza statica e dinamica dei tre raggi di elettroni, e delle relative soluzioni prospettate per questo ricevitore. Viene illustrato l'interessante sistema usato per la correzione dell'effetto cuscino che prevede l'impiego di uno speciale trasduttore. Viene descritta infine la sezione alimentatrice. Prossimamente ci occuperemo delle operazioni di messa a punto dei circuiti con particolare riguardo alla purezza dei colori ed alla convergenza dei tre raggi.

Attualmente, tutti i cinescopi per televisione a colori del tipo a maschera forata richiedono dei circuiti di correzione **esterni** per la convergenza statica e dinamica dei tre raggi di elettroni. Ciò è dovuto al fatto che nel cinescopio a maschera siamo in presenza di tre distinti raggi di elettroni che originano da tre differenti posizioni. L'entità della correzione da apportare dipende:

1) Dal valore dell'angolo di deflessione.

2) Dal tipo di unità di deflessione impiegato.

3) Dalla curvatura dello schermo del cinescopio.

Siccome il cinescopio A63-11X ha lo schermo rettangolare e pressochè piatto ciò spiega la difficoltà incontrata per risolvere in questo cinescopio il problema della convergenza.

3.13.1 Convergenza statica

Compito dei circuiti della convergenza statica è quello di correggere le traiettorie dei tre raggi di elettroni in maniera che il loro punto d'incrocio si trovi nella zona centrale della maschera forata. La mancanza di questa condizione (incorretta convergenza statica) può essere dovuta alle tolleranze di costruzione del cinescopio oppure alla presenza di campi magnetici « estranei ».

I tre campi magnetici statici necessari per correggere le traiettorie dei tre raggi elettronici vengono prodotti da **tre magneti a disco** posti all'esterno del collo. I flussi magnetici prodotti da questi magnetini attraversano le espansioni polari sulla parte terminale di ciascun cannone. Gli assi dei tre cannoni sono disposti radialmente a 120° l'uno dall'altro. Di conseguenza, lo spostamento radiale dei rag-

gi avviene lungo dei piani a 120° l'uno rispetto all'altro. Il raggio del blu si muove lungo il piano verticale. Regolando, i magnetini, i raggi del rosso e del verde possono essere fatti convergere al centro della maschera. Per poter far convergere con essi anche il raggio del blu, è necessario che questo possa essere spostato non soltanto in senso radiale (verticalmente) ma anche in senso laterale (tangenzialmente). Questo spostamento laterale o tangenziale del raggio del blu viene effettuato dal **magnete per lo spostamento laterale del blu**, posto subito dietro l'unità di convergenza radiale.

Scopo della messa a punto della convergenza statica è pertanto quello di far sì che il punto di intersezione dei tre raggi (punto di convergenza dei tre raggi) avvenga in una limitata zona al centro della maschera.

3.13.2 Convergenza dinamica

La convergenza di cui abbiamo parlato prima deve verificarsi non solo al centro ma anche ai lati della maschera. Ciò significa che la convergenza dei tre raggi di elettroni deve avvenire anche **durante la scansione** dell'immagine. Ciò si ottiene aggiungendo ai campi magnetici statici di cui abbiamo parlato prima, dei campi magnetici variabili o dinamici a frequenza di riga e a frequenza di quadro. Questi campi magnetici variabili si ottengono facendo circolare delle correnti alternate (a dente di sega e a parabola) in alcune bobine avvolte sugli stessi nuclei impiegati per la convergenza statica.

I circuiti di convergenza usati in questo ricevitore (90°) impiegano una correzione dinamica matricizzata « rosso-verde » ed una correzione dinamica radiale e laterale del « blu » separata. In questo tipo di circuito, i raggi di elettroni del « rosso » e del verde si muovono simultaneamente quando si cerca di mettere a punto la loro convergenza dinamica. I regolatori dell'ampiezza delle correnti a dente di sega e a parabola tendono infatti ad aumentare della stessa percentuale i campi magnetici dinamici applicati a questi due raggi di elettroni. A causa delle tolleranze delle valvole o degli altri componenti non è però possibile ottenere una completa convergenza solo spostando simultàneamente i raggi di elettroni. Oltre a ciò, è infatti necessario introdurre una regolazione differenziale o di bilanciamento del dente di sega o della parabola. Tale regolazione

Fig. I. - Unità di deflessione AT1022/02. Terminali di collegamento.

farà in maniera che un campo magnetico applicato ad un raggio aumenti via via che il campo magnetico applicato all'altro raggio tende a diminuire.

3.13.3 Convergenza dinamica di quadro

Nel circuito di convergenza a frequenza di quadro, le tensioni con forma d'onda parabolica e a dente di sega vengono ricavate da sorgenti separate, La tensione a dente di sega viene prelevata da un avvolgimento ausiliario presente nel trasformatore di uscita di quadro. A causa dell'elevatore rapporto induttanza (L) resistenza (R) delle bobinette di convergenza di quadro, questa tensione di uscita ha bisogno solo di una leggera **differenziazione** per far si che nelle bobinette dell'unità di convergenza circoli una corrente a dente di sega.

Questa leggera differenziazione è ottenuta mediante la rete RC (R_{201}, C_{159}, C_{160}). Questa rete riduce rispetto al suo valore di picco il contenuto a dente di sega di questa tensione.

Ciò si può vedere negli oscillogrammi di fig. 63 e 64.

Le bobine di convergenza di quadro del « blu » richiedono correnti a forma parabolica e a dente di sega di ampiezza molto inferiore a quelle circolanti nelle bobine del « rosso » e del « verde ». L'impedenza complessiva in serie a quest'ultime bobinette sarà pertanto più elevata con conseguente riduzione del rapporto complessivo L/R. Per le bobinette della convergenza del « blu » potrà quindi essere usata direttamente la tensione di uscita dell'avvolgimento ausiliario.

Il circuito di convergenza di quadro è stato progettato in maniera tale da richiedere soltanto una tensione a dente di sega di polarità positiva, in quanto la componente parabolica viene ricavata dal circuito del catodo della finale di quadro.

Per far circolare nelle bobinette di convergenza di quadro una corrente parabolica avente la forma richiesta è necessario

Fig. 63 - Tensione misurata sull'avvolgimento per la convergenza posto sul trasformatore di uscita di quadro.

Fig. 64 - Tensione corretta a dente di sega misurata ai capi del potenziometro (tilt R/G) R 221.

Fig. II. - Unità di convergenza AT1023/01.

Fig. 65 - Forma d'onda della corrente che attraversa la bobina di convergenza del canone del rosso.

che alla tensione parabolica presente sul catodo della finale di quadro venga aggiunta una tensione a dente di sega. Ciò si ottiene collegando in serie al condensatore di disaccoppiamento C_{153} un resistore da 68 Ω (R_{196}) non by-passato. In questa maniera, la tensione d'ingresso del circuito di convergenza è tale per cui nelle bobinette di convergenza di quadro potrà scorrere una corrente avente l'andamento parabolico desiderato.

La forma d'onda di questa corrente viene inoltre migliorata dal diodo D_{30} tendente a ridurre l'influenza della tensione parabolica quando i raggi di elettroni si trovano al centro della maschera. In questa maniera viene considerevolmente migliorata la convergenza nella parte inferiore e superiore della maschera. Vedere gli oscillogrammi delle fig. 65, 66, e 67. La sequenza delle operazioni per la messa a punto della convergenza a frequenza di quadro verrà illustrata in un prossimo articolo.

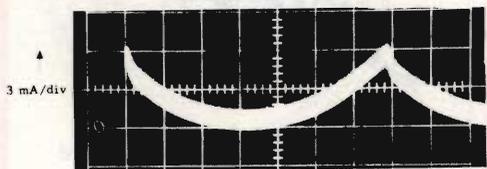



Fig. 66 - Forma d'onda della corrente a frequenza di quadro che attraversa la bobina di convergenza del cannone del verde.

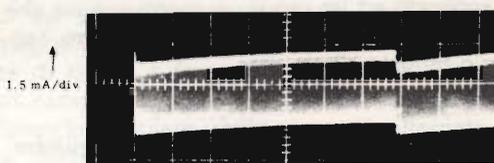



Fig. 67 - Forma d'onda della corrente a frequenza di quadro circolante nella bobina di convergenza del cannone del blu.

3.12.4 Convergenza dinamica di riga

Le forme d'onda delle tensioni richieste dal circuito di correzione a frequenza di riga vengono ricavate dalle tensioni a forma di impulso presenti sul trasformatore di uscita di riga. L'induttanza variabile L_{46} serve per regolare l'ampiezza della parabola dei raggi di elettroni rosso-verde.

La regolazione differenziale dell'ampiezza della parabola dei raggi « rosso-verde » è ottenuta mediante l'induttanza variabile L_{48} con presa centrale. L'induttanza complessiva forma, insieme ai condensatori da 0,39 μF (C_{165} — C_{166}), una rete integratrice capace di iniettare nei circuiti di convergenza del rosso e del verde, delle tensioni a dente di sega. I circuiti di convergenza del rosso e del verde vengono, a loro volta, accordati su una frequenza di valore tale per cui le correnti che circolano in essi assumono un andamento pressochè parabolico. Un ulteriore miglioramento della parabola per i circuiti di convergenza del rosso e del verde matricizzati si ottiene incorporando nel circuito una rete formata dai diodi D_{28} e D_{29} in serie e R_{212} e R_{215}. Ciò semplifica la messa a punto del circuito di convergenza di riga per il fatto che l'influenza di questa corrente sulla convergenza statica al centro dello schermo è ridotta. Un resistore variabile comune ai circuiti di convergenza (R_{213}) provvede a fornire una componente variabile di corrente a dente di sega (red-green tilt). Il tilt differenziale rosso-verde è ottenuto mediante il resistore variabile R_{214} in serie ai condensatori da 0,39 μF dei due circuiti di convergenza.

La regolazione della convergenza radiale del blu può essere effettuata a parte. L'induttanza L_{44} serve a controllare l'ampiezza della parabola radiale del blu. Alla corrente di correzione del blu all'inizio e alla fine di una riga si dà la forma desiderata mediante un circuito LC (L_{43}, C_{162}). Il resistore variabile (R_{210}) in serie a questo circuito fornisce il « tilt » (bilanciamento) radiale del blu.

Gli oscillogrammi da fig. 68 a 72 illustrano le forme d'onda misurate nel circuito di convergenza radiale.

La convergenza dinamica laterale del blu provvede alla correzione di qualsiasi spostamento laterale del « punto » del blu rispetto a « punti coincidenti » del rosso e del verde. Riguardo alla posizione del « punto » del blu rispetto ai punti coincidenti del rosso e del verde, è necessario fare una distinzione tra tre possibili condizioni:

a) Il punto del blu si trova fuori del punto di coincidenza del punto del verde e del rosso all'inizio e alla fine dello schermo. Le bobinette della convergenza dinamica laterale del blu dovranno essere collegate come indicato nello schema di fig. 72a. Nel ricevitore descritto questa posizione venne trovata per via sperimentale. Per la corrente nelle bobinette vedi l'oscillogramma di fig. 72.

b) Il punto del blu all'inizio e alla fine dello schermo si trova all'interno dei punti del rosso e del verde. Si dovranno scambiare i fili di collegamento della bobinetta della convergenza laterale del blu.

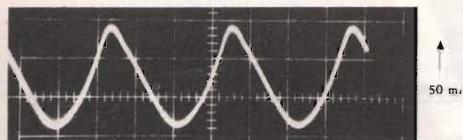



Fig. 68 - Corrente a frequenza di riga circolante nella bobina di convergenza del cannone del rosso.

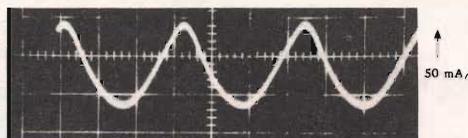



Fig. 69 - Corrente a frequenza di riga circolante nella bobina di convergenza del cannone del verde.

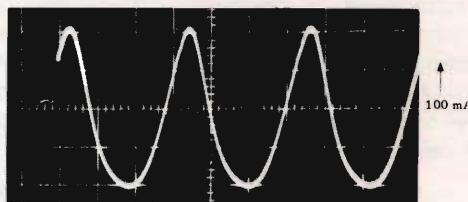



Fig. 70 - Corrente a frequenza di riga circolante nella bobina di convergenza del cannone del blu.

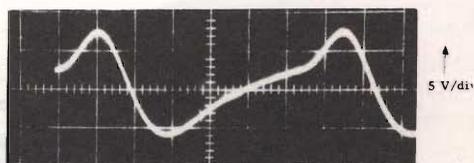



Fig. 71 - Tensione misurata ai capi della bobina di correzione del blu L_{43}.

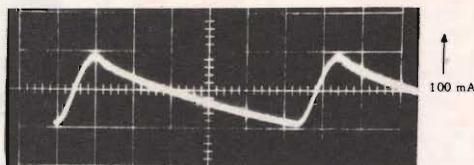



Fig. 72 - Corrente circolante nella bobina del blu « laterale ».

c) Il punto del blu coincide con i punti del rosso e del verde. In questo caso la correzione dinamica laterale del blu non è necessaria. L'ampiezza del dente di sega per la correzione laterale del blu è controllata da L_{41}.

3.14 Correzione dell'effetto « cuscino »

Le bobine delle unità di deflessione per cinescopi per televisione a colori sono realizzate in maniera da non produrre fenomeni di astigmatismo e di coma. Ciò è necessario per impedire l'impurezza dei colori. Ma questa caratteristica produce inevitabilmente la cosidetta « distorsione a cuscino ». Questo fenomeno può essere tenuto in poco conto nel cinescopio AX 53-14 (70°). Ma non può essere trascurato nel nuovo cinescopio A63-11X con angolo di deflessione maggiore (90°).

Nei cinescopi in bianco e nero, la distorsione a cuscino viene corretta mediante dei magnetini sistemati sull'unita di deflessione. Questo sistema di correzione dell'effetto cuscino non può assolutamente applicarsi ai cinescopi a colori per il semplice fatto che la presenza di questi campi magnetici esterni produrrebbe l'impurità dei colori e la mancata convergenza dei tre raggi di elettroni. Conseguenza: per correggere questo difetto potranno quindi essere presi in considerazione solo sistemi di correzione **elettrici**.

La **concavità** del raster in alto e in basso dello schermo richiede la cosidetta correzione « nord-sud ». L'analoga **concavità** ai lati dello schermo richiede invece la correzione « Est-Ovest ». Per compensare elettricamente queste distorsioni bisognerà modulare la corrente di scansione di riga con una « parabola » a frequenza di quadro, e la corrente di scansione di quadro con una « parabola » a frequenza di riga.

Esistono dei circuiti che correggono separatamente la distorsione a cuscino Nord-Sud e Est-Ovest. Tali circuiti richiedono però molti componenti e sono di laboriosa messa a punto.

Nel ricevitore sperimentale da 90° da noi descritto viene impiegato solo un **tra-**

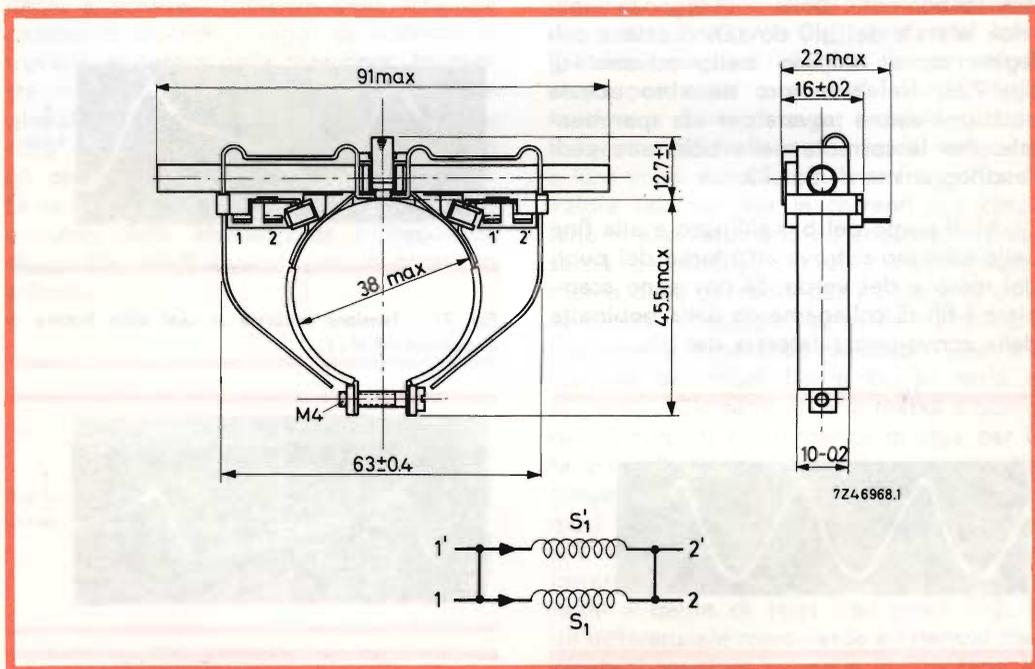



Fig. III. - Unità di convergenza laterale del blu AT1025/01.

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
FACON
Mod. 003.25
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
NUOVA PRODUZIONE
FACON
Mod. 002.3
μF 50+50
VL 350
VI 450
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
NUOVA PRODUZIONE
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

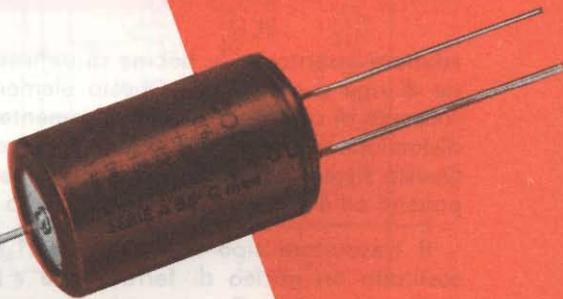
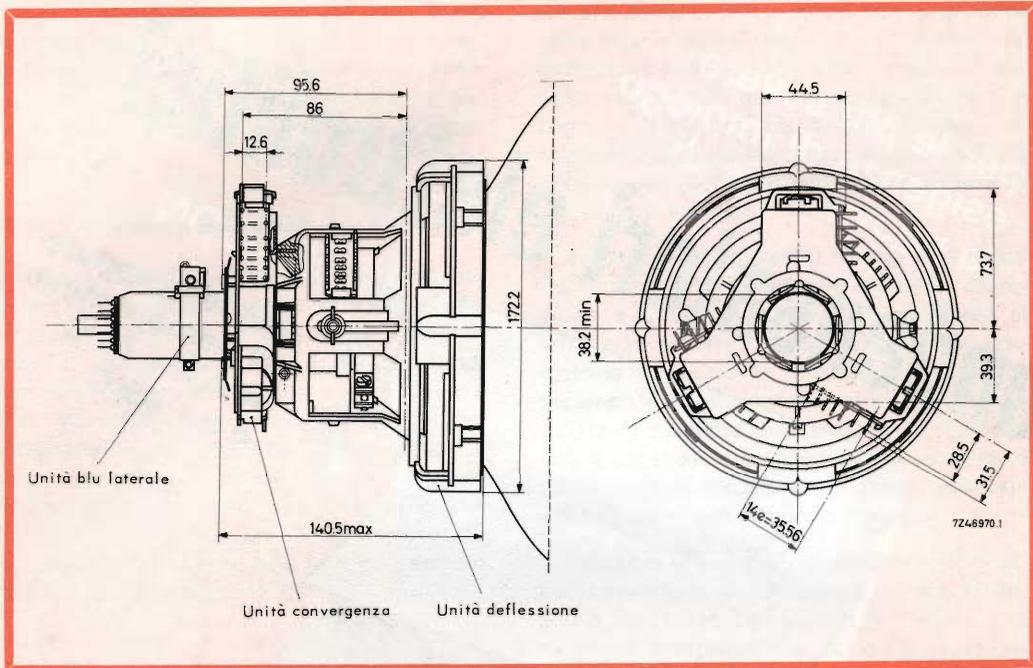



Fig. IV - Unità di deflessione AT1022/02, unità di convergenza AT1023/01 e unità di convergenza laterale del blu AT1025/01 montate sul collo del cinescopio A63-11X.

sduttore inserito tra le bobine di deflessione di riga e di quadro. Questo elemento consente di correggere **simultaneamente** la distorsione a cuscino Nord-Sud e Est-Ovest. Questo sistema richiede quindi pochi componenti ed è di semplice messa a punto.

Il trasduttore tipo AT 4041/03 (T_3) è costituito un nucleo di ferrocube a « E » di forma speciale. Questo nucleo ha avvolgimenti su tutte e tre le gambe. L'avvolgimento centrale $L_a + L_b$ serve per la regolazione ed è collegato in serie alle bobine di deflessione di quadro. Gli avvolgimenti laterali L_c e L_d, costituiscono invece l'impedenza di carico controllata e vengono collegati ai capi delle bobine di deflessione di riga (fig. 72a). L'interazione tra l'avvolgimento per la regolazione e gli avvolgimenti di carico viene ridotta al minimo collegando L_c e L_d in serie ed in senso opposto. L'interazione rimane comunque bassa solo finchè la saturazione del nucleo è anch'essa bassa. Più avanti diremo come, quando la saturazione assume valori elevati, si verifica una vera e propria interazione che può essere usata per ottenere la simultanea correzione richiesta.

La corrente di deflessione di quadro circolando nell'avvolgimento centrale L_{a+b} produce nel nucleo un flusso magnetico variabile. Il tratto fortemente curvo della caratteristica $\mu = f(H)$ presenta una forma più o meno parabolica. Tale tratto viene « attraversato » durante un periodo di scansione di quadro (fig. 73). Questa variazione di permeabilità del nucleo produrrà a sua volta una variazione dell'induttanza degli avvolgimenti L_c e L_d del trasduttore. Di conseguenza l'ampiezza della corrente di deflessione di riga varierà a frequenza di quadro in maniera pressochè parabolica. Questa variazione parabolica dell'ampiezza delle righe a frequenza di quadro potrà quindi compensare la distorsione a cuscino in direzione della riga (distorsione Est-Ovest fig. 74).

La variazione desiderata dell'induttanza degli avvolgimenti L_c e L_d non dipende soltanto dall'induttanza della bobina di de-

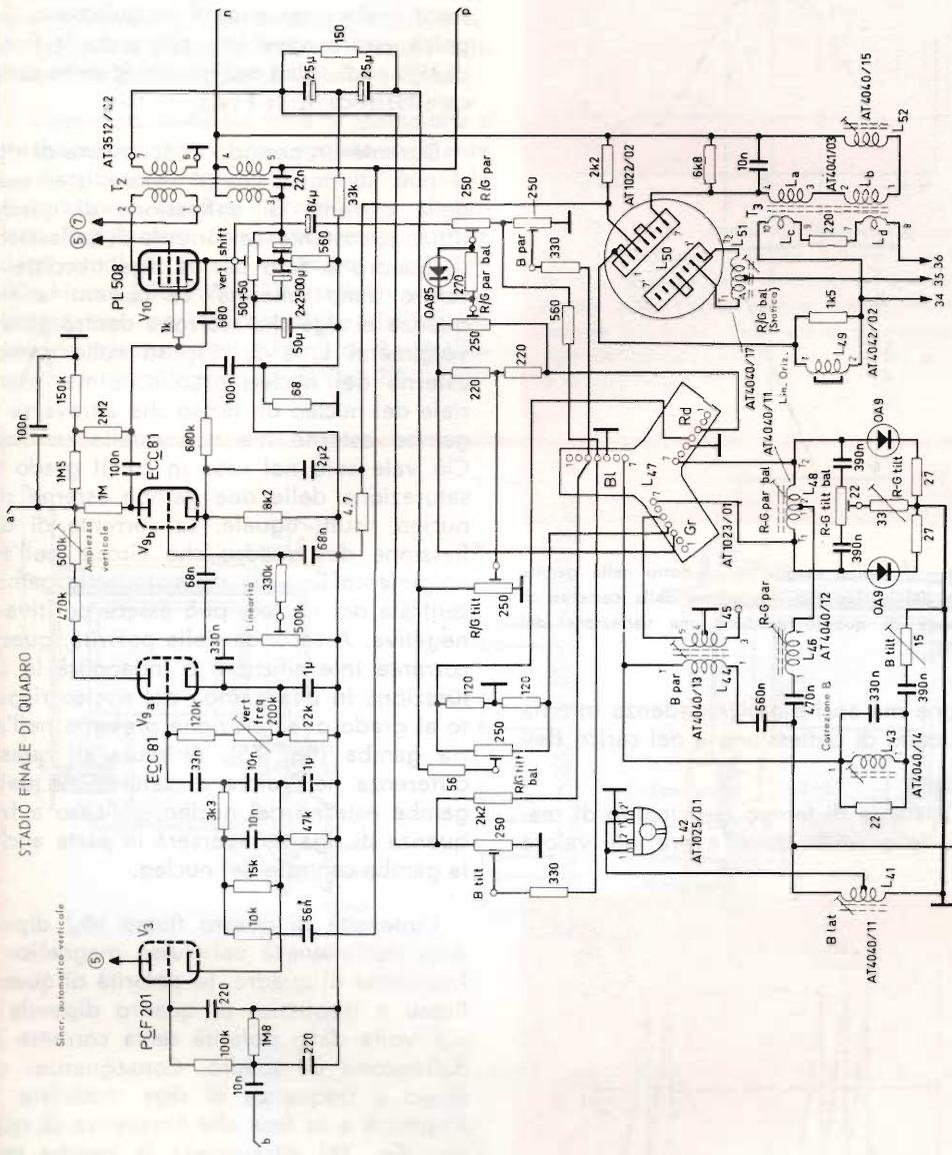



Fig. 72 a - Schema elettrico completo dei circuiti di convergenza statica e dinamica. **Didascalie:** n = alla griglia del blanking; p = dalla finale di riga; b = del separatore dei sincronismi; a = alla finale di riga; 33 = al trasformatore di riga; 34, 35, 36 = al trasformatore di riga.

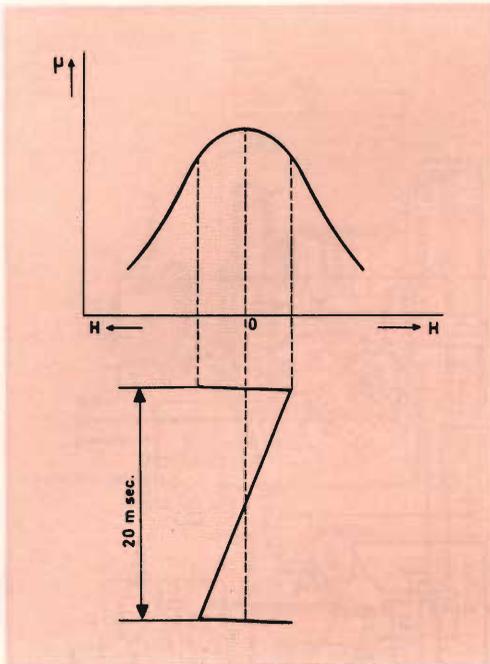



Fig. 73 - Il campo magnetico prodotto nella gamba centrale del nucleo del trasduttore dalla corrente di deflessione di quadro produce una variazione del $\mu = f(H)$.

flessione ma anche dall'impedenza interna del circuito di deflessione e del carico dell'EAT.

La costante di tempo del circuito di reazione della VDR deve avere un valore talmente elevato che la modulazione di ampiezza realizzata con il trasduttore non venga di nuovo « cancellata via ». In altre parole, è necessario che l'impedenza del circuito di deflessione sia elevata nei confronti della frequenza di modulazione. Ciò potrà essere agevolato pilotando la finale di riga al di sopra del ginocchio della curva caratteristica $I_a = f(V_a)$.

Durante un periodo di scansione di riga si può supporre che il valore istantaneo della corrente di deflessione di quadro rimanga costante. La corrente di deflessione di quadro è zero per la riga tracciata al centro dello schermo. Le correnti a frequenza di riga che scorrono dentro gli avvolgimenti L_c e L_d disposti sulle gambe esterne del nucleo producono nel materiale del nucleo un flusso che attraversa le gambe esterne ma non quella centrale. Ciò vale solo nel caso in cui il grado di saturazione delle due gambe esterne del nucleo risulti uguale. La corrente di deflessione del quadro che circola nell'avvolgimento $L_a + L_b$, disposto nella gamba centrale del nucleo, può essere positiva o negativa. A seconda della polarità, questa corrente intensificherà o indebolirà la saturazione in una gamba del nucleo rispetto al grado di saturazione presente nell'altra gamba (fig. 75). A causa di questa differenza nel valore di saturazione delle gambe esterne del nucleo, il flusso a frequenza di riga attraverserà in **parte** anche la gamba centrale del nucleo.

Fig. 74 - L'ampiezza della corrente di deflessione di riga varia in maniera pressochè parabolica a frequenza di quadro.

L'intensità di questo flusso (Φ_3) dipenderà dall'intensità del flusso magnetico a frequenza di quadro. La polarità di questo flusso a frequenza di quadro dipende a sua volta dalla polarità della corrente di deflessione di quadro. Conseguenza: un flusso a frequenza di riga modulato in ampiezza e in fase alla frequenza di quadro (fig. 76) attraverserà la gamba centrale del nucleo e indurrà nelle bobine $L_a + L_b$ una f.e.m. ad andamento pressochè a dente di sega. Se questa tensione agirà in serie alle bobine di deflessione di quadro (L_{50}), essa farà circolare nelle bobine di quadro delle correnti di forma parabolica a frequenza di riga. Queste correnti avranno la loro massima ampiezza nella

parte superiore e inferiore dello schermo ma al centro avranno ampiezza zero. Sfortunatamente la polarità e tale che tende ad aumentare la distorsione, già esistente. Bisognerà quindi invertire la polarità della tensione indotta negli avvolgimenti L_a e L_b, e ciò potrà essere effettuato da un condensatore posto in parallelo alla bobina.

L'ampiezza della corrente di correzione a frequenza di riga viene regolata mediante L_{52}. Con questa regolazione si compensa la distorsione a cuscino « Nord-Sud ». La potenza aggiuntiva che deve essere fornita dagli stadi di uscita verticale e orizzontale è circa 200 mW e 1W rispettivamente. La tensione per la correzione dell'effetto cuscino misurata agli estremi di R_{227} è illustrata dall'oscillogramma di fig. 77.

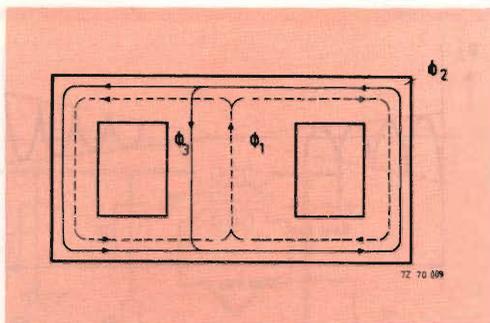



Fig. 75 - $\varnothing_1$ è il flusso alla frequenza di quadro. $\varnothing_2$ è il flusso a frequenza di riga. Il flusso $\varnothing_3$ a frequenza di riga, risultante dalla differenza tra i valori di saturazione delle gambe esterne, attraverserà la gamba centrale del nucleo L'intensità di questo flusso dipenderà dall'intensità del flusso magnetico a frequenza di quadro.

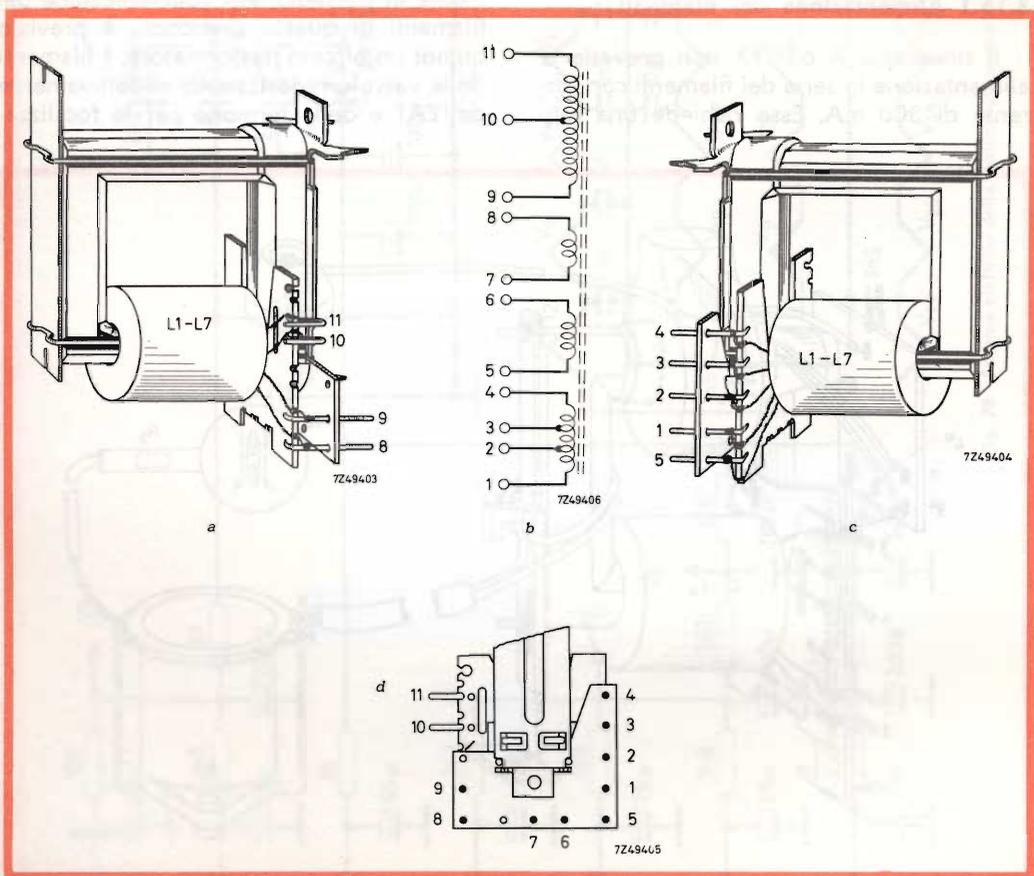



Fig. V - Trasformatore di deflessione di riga AT2051. Terminali di collegamento.

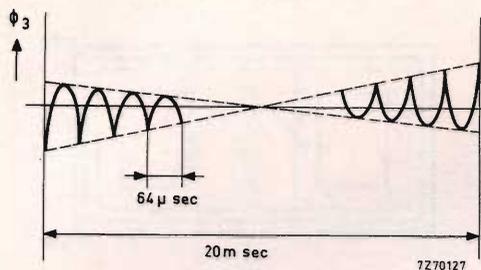



Fig. 76 - Il flusso $\varnothing_3$ a frequenza di riga viene modulato in fase ed in ampiezza alla frequenza di quadro e attraversa la gamba centrale del nucleo del trasduttore.

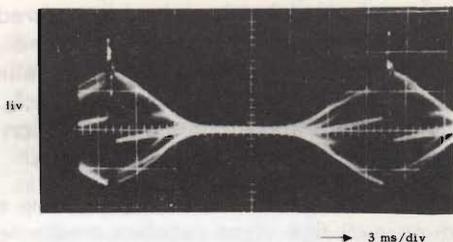



Fig. 77 - Tensione per la correzione dell'effetto cuscino misurata ai capi di R_{227}.

3.15 ALIMENTAZIONE

3.15.1 Alimentazione dei filamenti

Il cinescopio A 63-11X non prevede la alimentazione in serie dei filamenti con corrente di 300 mA. Esso richiede una tensione di accensione di 6.3 V, essendo i filamenti dei tre cannoni collegati internamente in parallelo. Per l'alimentazione dei filamenti di questo cinescopio è previsto quindi un piccolo trasformatore. I filamenti delle valvole raddrizzatrici rispettivamente dell'EAT e della tensione per la focalizza-

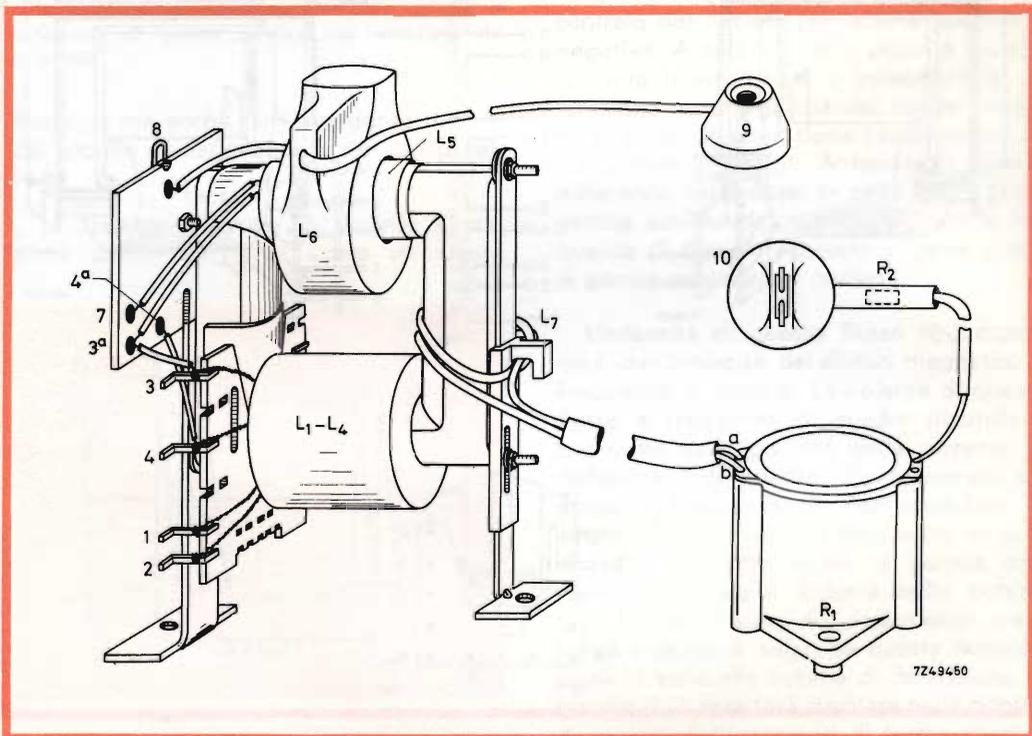



Fig. VI - Trasformatore EAT 2052/02 con zoccolo per la raddrizzatrice e relativo cavo.

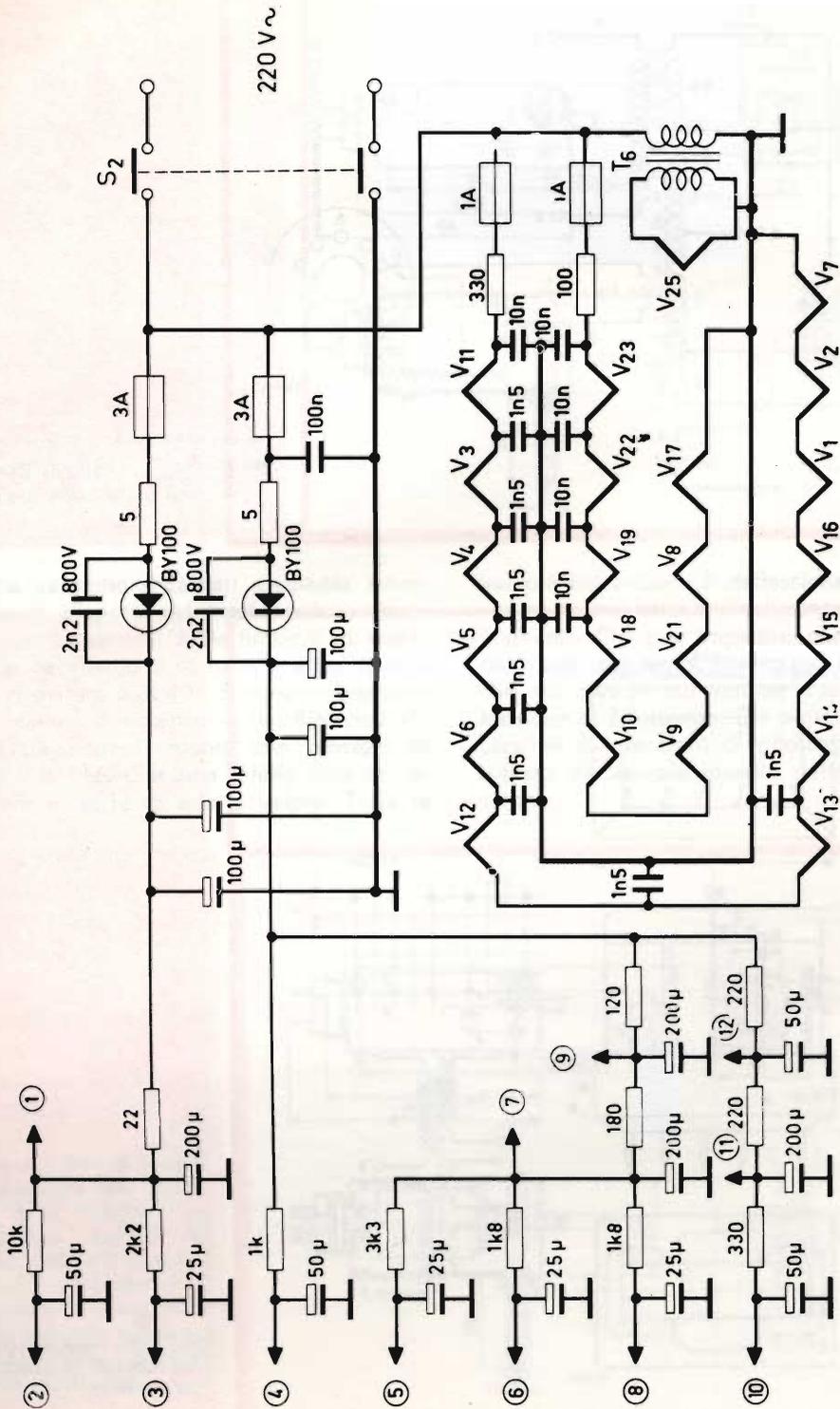



Fig. 78 - Schema elettrico della sezione alimentatrice.

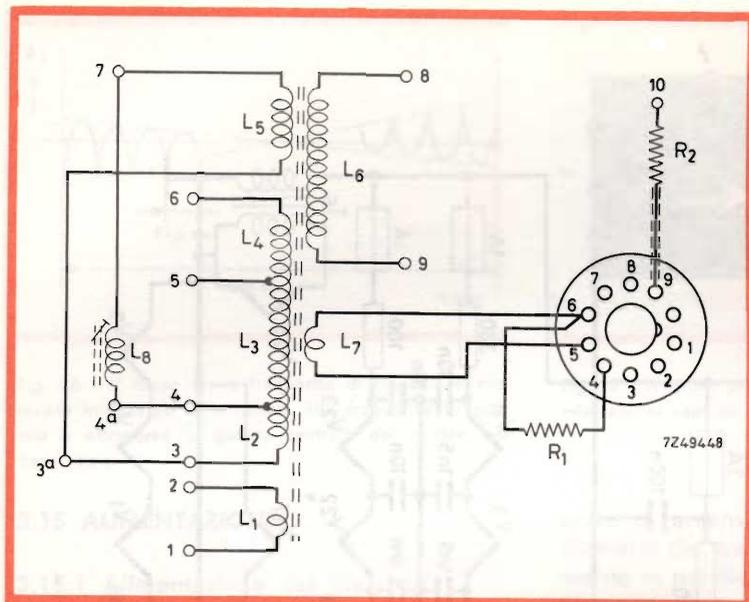



Fig. VII - Schema elettrico del trasformatore dell'EAT.

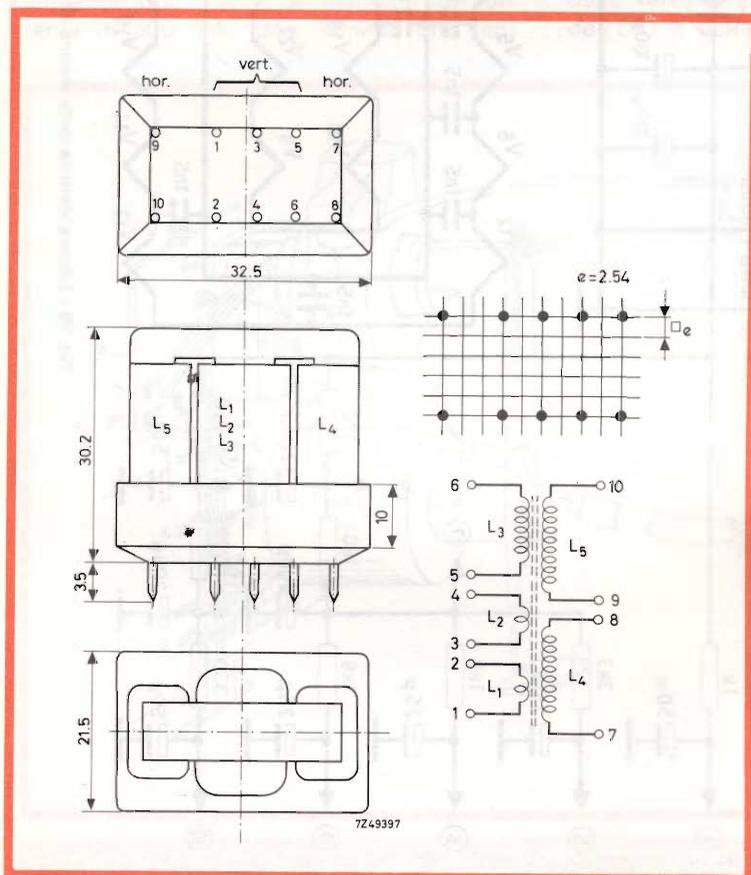



Fig. VIII - Trasduttore tipo AT 4041/03. Terminali di collegamento.

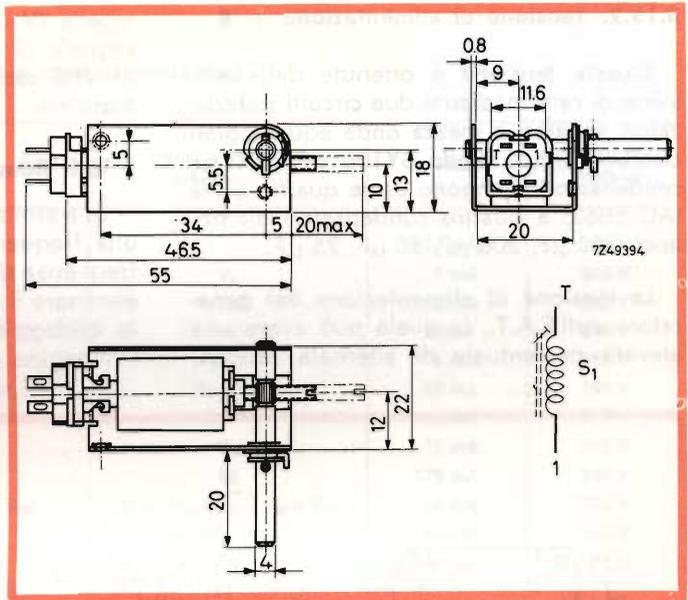
Fig. IX - Unità AT4040/11 per bilanciamento R/V e regolazione blu laterale.

zione vengono riscaldati mediante avvolgimenti disposti sul trasformatore finale di riga. La somma delle tensioni di accensione dei filamenti di tutte le altre valvole del ricevitore è 304 V. Si avranno pertanto due catene di accensione dei filamenti alimentate rispettivamente con tensioni di 188 V e 116. Ciascuna catena avrà un resistore in serie di adatto valore. Tutte le valvole dei circuiti di deflessione sono inserite in una catena di alimentazione dei filamenti. Ciò per impedire che le finali delle basi dei tempi rimangano accese anche nel caso in cui venisse a mancare la tensione di pilotaggio. Ciò potrebbe verificarsi se tali tensioni di pilotaggio pervenissero da valvole inserite nella seconda catena.

Fig. X - Unità AT4040/12 (regolazione della parabola R/V), AT4040/14 (regolazione correzione del blu) e AT4040/15 (bobina in serie alle bobine di deflessione di quadro. Serve alla correzione del raster). Queste unità differiscono solo elettricamente.

3.15.2. Tensione di alimentazione + B

Questa tensione è ottenuta dalla tensione di rete mediante due circuiti raddrizzatori separati a mezza onda equipaggiati ciascuno con il diodo BY100 e 2x100 μF condensatori. Vengono usate quattro unità (AC 5862) a quattro condensatori elettrolitici: 100 μF, 200 μF, 50 μF, 25 μF.

La tensione di alimentazione del generatore dell'E.A.T., la quale può avere una elevata percentuale di alternata residua, viene livellta con un condensatore da 200 μF e un resistore da 22 Ω. In questo modo essa può avere il valore di 265 V a pieno carico. Siccome il massimo assorbimento di corrente del generatore dell'E.A.T. è circa 320 mA, questa tensione di alimentazione potrà essere usata anche per alimentare la valvola finale audio V_7 e la preamplificatrice. L'assorbimento di corrente di questi stadi è circa 45 mA, per cui il carico massimo sarà di 365 mA.

L'alimentatore ha 12 uscite (fig. 78). La tensione e le correnti sono indicate nella tabella IV. Le misure furono fatte con un segnale di ingresso di 10 mV sul canale III VHF con il regolatore del contrasto al massimo.

3.15.3 Ronzio

La trasmissione del colore non può usare una frequenza di quadro agganciata alla frequenza di rete. Si deve fare di tutto per eliminare il ronzio che produrrebbe un lento ondeggiamento dei bordi laterali dell'immagine oppure delle barre orizzontali a differente luminosità o colore dirette verso l'alto o il basso dell'immagine.

Fig. XI - Unità di regolazione della parabola del blu AT4040/13 (o sinistra) e unità di simmetria AT4040/17 (a destra).

L'inconveniente più frequente è il primo, e cioè, il lento ondeggiamento dei bordi dell'immagine. Tale ondeggiamento può essere causato da insufficiente filtraggio della tensione di alimentazione degli stadi oscillatore e finale di riga o dello stadio separatore dei sincronismi. Il ronzio può modulare anche il segnale video; nel qual caso è la tensione di alimentazione della sezione R.F. o I.F. che presenta uno scarso filtraggio. Il controllo del livello di

Tabella IV

TENSIONI E CORRENTI MISURATE NELLA SEZIONE ALIMENTATRICE

punto +	corrente anodica di	corrente di griglia schermo	corrente	tensione continua
+ 1	$V_{22} + V_{7L}$		267 mA	275 V
+ 2	V_{7C}	V_7	7 mA	205 V
+ 3		V_{22}	23 mA	222 V
+ 4	V_{14} + bleeder + V_{15F}	—	36mA	240 V
+ 5	V_{3C}	V_{10}	8 mA	195 V
+ 6	$V_{17} + V_8 + V_{5C} + V_{21a}$	$V_8 + V_{17}$	20 mA	183 V
+ 7	V_{10}		66 mA	219 V
+ 8		V_{18}	10 mA	203 V
+ 9	V_{19}		179 mA	240 V
+ 10	$V_{12} + V_{13} + V_{16} + V_{15C}$	$V_{12} + V_{13} + V_{14} + V_{15} + V_{16}$	56 mA	200 V
+ 11	$V_{11L} + V_{3F}$	$V_3 + V_5 + V_{11}$	45 mA	215 V
+ 12	$V_4 + V_6 + V_{5F}$	$V_4 + V_6 + V_2$	67 mA	237 V
	$TR_1 + TR_2 + V_1 + V_2$			

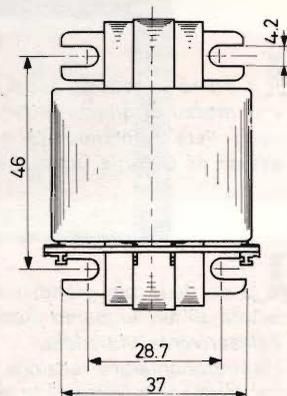
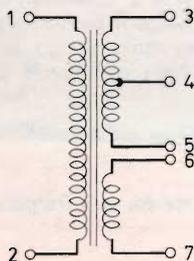
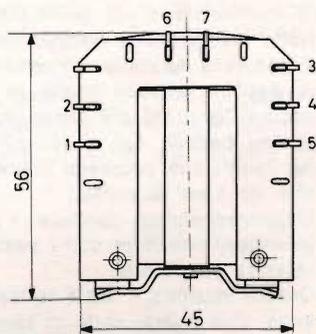
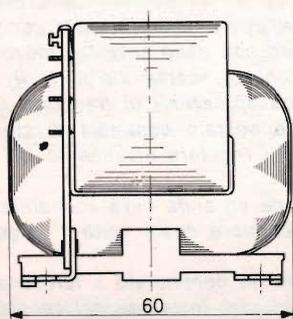



Fig. XII - Trasformatore di quadro AT3512/02.

ronzio su questa tensione di alimentazione è una misura abbastanza facile.

Un'altra sorgente di ronzio, molto più difficile da scoprire, è rappresentata dai campi magnetici alternati che influiscono sui raggi elettronici del cinescopio. Sotto questo punto di vista, l'assenza del trasformatore di rete è molto importante. La posizione del trasformatore che alimenta i filamenti dei cannoni elettronici deve essere tale da non produrre il suddetto inconveniente. Sarà quindi bene schermare magneticamente questo trasformatore fissandolo sotto al telaio. L'impiego di una impedenza nella cellula di filtraggio della tensione di alimentazione favorisce indubbiamente lo « spianamento » di questa tensione ma introduce dei campi magnetici dispersi che possano influire sui raggi elettronici. Questo è il motivo per cui in questo ricevitore non è stata usata una tale impedenza. Le correnti di picco che attraversano l'interruttore di rete, il circuito raddrizzatore, ed il condensatore serbatoio sono dell'ordine di 7 A. Il cablaggio di questi componenti deve essere disposto in maniera tale da non formare delle spire il cui campo magnetico potrebbe influire sui raggi elettronici del cinescopio.

L. C.

(Da « Application Information » 238)

Un nuovo porto per grosse navi cisterna sarà fra poco costruito nell'estuario della Maas, a sud-ovest del corso superiore del New Waterway. L'opera — che sarà chiamata Europort e che costituisce uno dei maggiori progetti portuali dei nostri giorni — sarà realizzata con la supervisione del Dipartimento delle strade e delle vie d'acqua che, per contribuire all'efficienza dell'opera, ha acquistato un radar per la supervisione fluviale. Oltre alla costruzione del nuovo porto, il progetto prevede l'estensione del molo nord, la costruzione di un porto d'accesso ed il riempimento della breccia ad ovest della stazione radar. Per il completamento dell'opera occorreranno complessivamente dieci anni. Il trasporto dei materiali verrà effettuato con delle navi da Roozenburg e, onde permettere il regolare afflusso anche in condizioni di scarsa visibilità, il Dipartimento ha appunto deciso l'acquisto del radar. Poichè alle operazioni di trasporto saranno destinati numerosissimi battelli, ogni « fermo » sarebbe costato centinaia di sterline al giorno; l'impiego del radar, che accresce notevolmente il regolare movimento dei mezzi, è quindi tutt'altro che un lusso superfluo.

L'apparecchiatura consiste di un'antenna ad onda cava scanalata di 0,4°, di un doppio trasmettitore-ricevitore con i pezzi di ricambio e di tre unità di segnalazione con le apparecchiature sussidiarie.

Questa stazione è stata consegnata ed ha cominciato a funzionare, alla fine dello scorso anno. Una quarta unità di segnalazione sarà installata nel corso del corrente anno.

Il primo oleodotto tedesco sarà fornito di una installazione di telecontrollo.

Per mezzo di questo sistema nove stazioni lungo il percorso dell'oleodotto possono essere controllate e manovrate a distanza. L'oleodotto è lungo circa 290 km da Fodorf, nei pressi di Colonia, sino a Ludwighafen ed ha un diametro di 50 cm.

Una delle più grandi navi cisterna del mondo, la « Bergehaven », è stata recentemente dotata di un impianto Simplex Tor.

Telescrivente via radio.

L'apparecchiatura funziona tanto perfettamente che può trasmettere le cifre dei libri paga. La compagnia armatrice, la Bergeren G.Y. di Stavanger, è rimasta pienamente soddisfatta dei risultati ottenuti, e si accinge ad ordinare più di venti Simplex Tor.

AMPLIFICATORE STEREO 2 x 10 W A TRANSISTOR

Si descrive il progetto completo di un amplificatore stereofonico di alta qualità completamente a transistor; esso può erogare una potenza di 10 W per canale.

Viene presentato un progetto di amplificatore classe B senza trasformatori, avente caratteristiche effettive di alta fedeltà. Le prestazioni eccellenti sono dovute all'impiego di transistor di potenza al silicio per alta frequenza tipo BDY10 nello stadio finale e di transistor planari al silicio con alto guadagno e basso rumore tipo BC109 negli stadi d'ingresso. L'amplificatore è provvisto di ingressi per pick-up magnetici e ceramici, sintonizzatore e un ingresso ausiliare per sorgenti come registratore o mi-

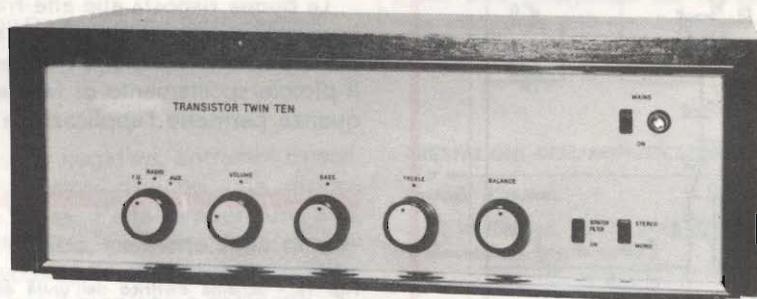



Foto 1 - Vista frontale di un contenitore progettato per l'amplificatore stereofonico da 2 x 10 W ad alta fedeltà.

Fig. 1a - Schema elettrico dell'unità di controllo dell'amplificatore. Le posizioni del commutatore sono: 1 = ingresso pick-up, 2 = ingresso radio, 3 = ingresso ausiliare. A = ingresso ausiliare; R = ingresso radio; M = ingresso pick-up magnetico; C = ingresso pick-up ceramico. Il potenziometro R_{15} è il regolatore dei bassi, R_{18} degli acuti e R_{26} quello di bilanciamento. S_2 e L_1 formano un filtro. I punti segnati con la lettera d, vanno collegati all'altro canale dell'amplificatore.

crofono. La costruzione con pannelli a circuito stampato permette il montaggio compatto.

Prestazioni

L'amplificatore ha un circuito d'uscita in classe B senza trasformatori. Questo circuito è diventato molto popolare a causa, delle sue buone prestazioni. I transistor di uscita BDY10 sono al silicio del tipo n-p-n e le caratteristiche principali sono riportate qui di seguito.

Dati caratteristici del BDY 10

Tensione collettore-base (emettitore aperto)
$V_{CBO\ max}$ = 50 V
Tensione collettore-emettitore (base aperta)
$V_{CEO\ max}$ = 40 V
Corrente di collettore (valore di picco)
$I_{CM\ max}$ = 4 A
Dissipazione totale fino a T_{amb} = 25 °C
$P_{tot\ max}$ = 125 W
Temperatura alla giunzione
$T_{j\ max}$ = 175°C
Guadagno di corrente c.c. con T_j = 25 °C;
I_c = 2 A e V_{CE} = 2 V
h_{FE} = 10 ÷ 50
Frequenza di transizione con I_c = 0,2 A e
V_{CE} = 5 V
f_T > 1 MHz

La buona risposta alle alte frequenze del transistor assicura un alto guadagno di reazione anche alle più alte frequenze audio e il piccolo spostamento di fase alle alte frequenze permette l'applicazione di notevoli

Transistor

TR_{1-101} = BC109
TR_{2-102} = BC108
TR_{3-103} = BC108
TR_{4-104} = BC108
I numeri 101 ecc., si riferiscono ai componenti del secondo canale.

Resistori

I resistori sono tutti da ½ W se non altrimenti specificato.

$R_{1/101}$ = 200 kΩ
$R_{2/102}$ = 200 kΩ
$R_{3/103}$ = 10 kΩ
$R_{4/104}$ = 100 kΩ
$R_{5/105}$ = 3,9 kΩ
$R_{6/106}$ = 180 kΩ
$R_{7/107}$ = 47 kΩ
$R_{8/108}$ = 68 kΩ
$R_{9/109}$ = 10 kΩ
$R_{10/110}$ = 15 kΩ
$R_{11/111}$ = 47 kΩ
$R_{12/112}$ = 4,7 kΩ
$R_{13/113}$ = 5 kΩ potenziometro logaritmico doppio
$R_{14/114}$ = 10 kΩ
$R_{15/115}$ = 100 kΩ potenziometro lineare doppio
$R_{16/116}$ = 10 kΩ
$R_{17/117}$ = 4,7 kΩ
$R_{18/118}$ = 25 kΩ potenziometro lineare doppio
$R_{19/119}$ = 2,2 MΩ (B8 031 05A/2M2)
$R_{20/120}$ = 3,9 kΩ
$R_{21/121}$ = 18 kΩ
$R_{22/122}$ = 2,2 kΩ
$R_{23/123}$ = 5,6 kΩ
$R_{24/124}$ = 100 kΩ
$R_{25/125}$ = 3,3 kΩ
$R_{26/126}$ = 25 kΩ potenziometro logaritmico-antilogaritmico

Condensatori

$C_{1/101}$ = 1000 pF, 400 V, 10 % poliestere
$C_{2/102}$ = 1000 pF, 400 V, 10% poliestere
$C_{3/103}$ = 16 µF, 10 V, elettrolitico
$C_{4/104}$ = 10 µF, 2,5 V, elettrolitico
$C_{5/105}$ = 4 µF, 10 V, elettrolitico
$C_{6/106}$ = 32 µF, 4 V, elettrolitico
$C_{7/107}$ = 2,5 µF, 16 V, elettrolitico
$C_{8/108}$ = 0,018 µF, 160 V, 10% poliestere
$C_{9/109}$ = 0,018 µF, 160 V, 10% poliestere
$C_{10/110}$ = 0,012 µF, 160 V, 10% poliestere
$C_{11/111}$ = 0,012 µF, 160 V, 10% poliestere
$C_{12/112}$ = 25 µF, 25 V, elettrolitico
$C_{13/113}$ = 0,22 µF, 250 V, 10% poliestere
$C_{14/114}$ = 400 µF, 25 V, elettrolitico
$C_{15/115}$ = 40 µF, 16 V, elettrolitico
$C_{16/116}$ = 0,018 µF, 160 V, 10% poliestere
$C_{17/117}$ = 25 µF, 25 V, elettrolitico

Commutatori

S_{1-ABCD} = 4 poli, 3 posizioni
S_2 = commutatore a slitta (filtro)
S_3 = commutatore a slitta (stereo/mono)

Bobine

L_1 - L_{101} = bobina d'arresto da 49 mH

Unità di ferrite in ferroxcube

Corpo di bobina	P5 055 75
Nucleo	K3 002 34
Piastrina di collegamento	P4 057 26
Rondella elastica	B1 480 20
Contenitore	B1 410 48

Queste unità sono avvolte con 400 spire di filo di rame smaltato da 0,18 mm di diametro che dà un'induttanza di 49 mH.

tassi di reazione negativa, entrambi questi fattori danno come risultato una distorsione molto bassa. L'alta temperatura alla giunzione ammessa, permette l'uso di dissipatori di piccole dimensioni, cosa questa conveniente per il montaggio compatto.

Un altro fattore che contribuisce alle buone prestazioni generali è l'impiego dei nuovi transistor planari epitassiali al silicio tipo BC108 e BC109 nell'unità di controllo; infatti essi danno una bassa distorsione e un basso rumore.

PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

Potenza d'uscita:

10 W (carico 7 Ω), 7 W (carico 15 Ω) (onda sinusoidale per canale).

Distorsione armonica totale:

0,26% a 40 Hz
0,08% a 1 kHz
0,25% a 10 kHz.

Distorsione di intermodulazione con potenza d'uscita di 10 W:

0,91% (60 Hz + 7 kHz).

Sensibilità con:

ingresso radio e ausiliare: 120 mV (vedere testo)

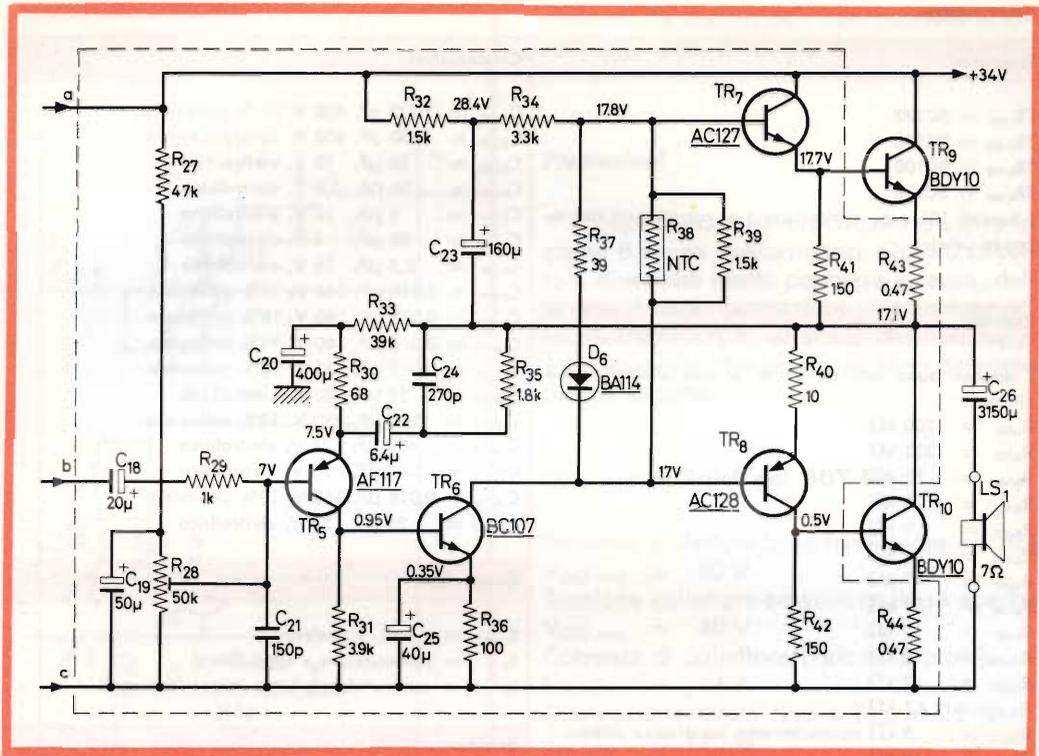



Fig. 1b - Schema elettrico della parte finale dell'amplificatore di potenza.

COMPONENTI

Transistor

TR_{5-105} = AF117
TR_{6-106} = BC107
$TR_{7,8-107,108}$ = 2 x AC127/128 accoppiati
TR_{9-109} = BDY10
TR_{10-110} = BDY10

Diodi

$D_{6,106}$ = BA 114

Dissipatori

Per i transistor TR_{7-107}; TR_{8-108} = tipo 56200
I transistor TR_{9-109}; TR_{10-110} sono montati su una piastra di alluminio annerito di 254 x 102 mm e di 3 mm di spessore.

Altoparlante

$LS_{1/2}$ = altoparlante da 7 Ω tipo AD5200M, AD9710M

Resistori

$R_{27/127}$ = 47 kΩ
$R_{28/128}$ = 50 kΩ potenziometro lineare (trimmer E097 AD/50K)
$R_{29/129}$ = 1 kΩ
$R_{30/130}$ = 68 Ω
$R_{31/131}$ = 3,9 kΩ
$R_{32/132}$ = 1,5 kΩ
$R_{33/133}$ = 39 kΩ
$R_{34/134}$ = 3,3 kΩ
$R_{35/135}$ = 1,8 kΩ
$R_{36/136}$ = 100 Ω
$R_{37/137}$ = 39 Ω
$R_{38/138}$ = 1500 Ω (resistore NTC E1214AB/P1K5)
$R_{39/139}$ = 1,5 kΩ
$R_{40/140}$ = 10 Ω
$R_{41/141}$ = 150 Ω
$R_{42/142}$ = 150 Ω
$R_{43/143}$ = 0,47 Ω (1 W a filo)
$R_{44/144}$ = 0,47 Ω (1 W a filo)

Condensatori		
$C_{18/118}$ =	20 μF,	16 V, elettrolitico
$C_{19/119}$ =	50 μF,	25 V, elettrolitico
$C_{20/120}$ =	400 μF,	10 V, elettrolitico
$C_{21/121}$ =	150 pF,	ceramico
$C_{22/122}$ =	6,4 μF,	25 V, elettrolitico
$C_{23/123}$ =	160 μF,	40 V, elettrolitico
$C_{24/124}$ =	270 pF,	ceramico
$C_{25/125}$ =	40 μF,	2,5 V, elettrolitico
$C_{26/126}$ =	3150 μF,	25 V, elettrolitico

ingresso pick-up ceramico a 1 kHz 50 mV
ingresso pick-up magnetico a 1 kHz 2 mV.

Risposta di frequenza:
con 1 W d'uscita: lineare da 20 Hz a 30 kHz (— 1 dB da 10 Hz a 48 kHz)
con 10 W d'uscita: lineare da 40 Hz a 20 kHz (— 2 dB da 10 Hz a 45 kHz).

Gamma del controllo di tono (riferita a 1 kHz):

da — 20 dB a + 16 dB a 40 Hz e da — 16 dB a + 16 dB a 15 kHz:

Impedenza d'uscita:

0,04 Ω a 1 kHz e 10 kHz e 0,17 Ω a 40 Hz.

Ronzio e livello di rumore rispetto all'uscita:

con commutatore in posizione pick-up — 62 dB
con commutatore in posizione radio — 68 dB.

Separazione dei canali:

57 dB a 1 kHz, 38 dB a 10 kHz.

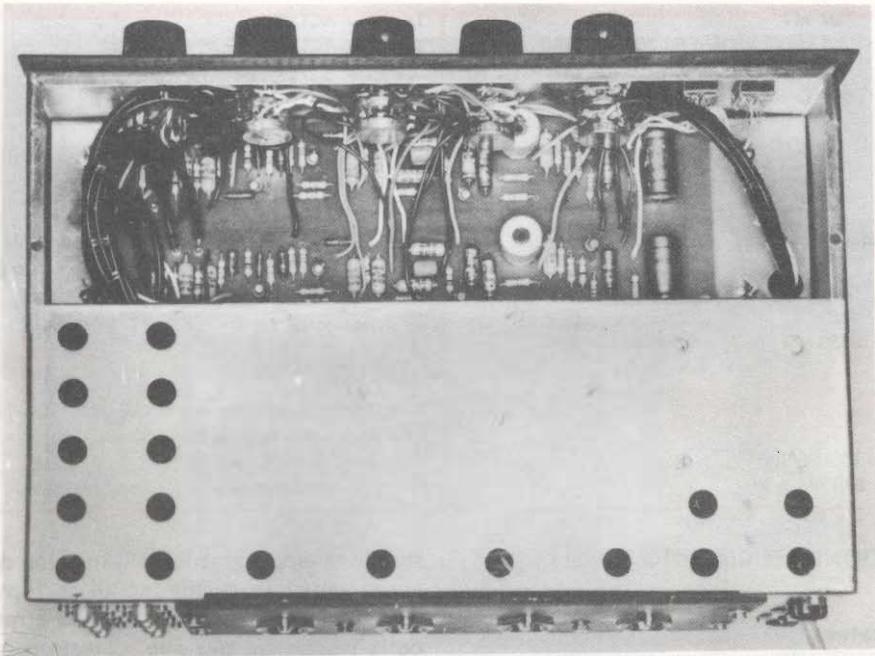



Foto 2 - Vista inferiore dell'amplificatore, in cui si vedono i pannelli dei circuiti stampati del preamplificatore. I due canali sono montati su un bordo.

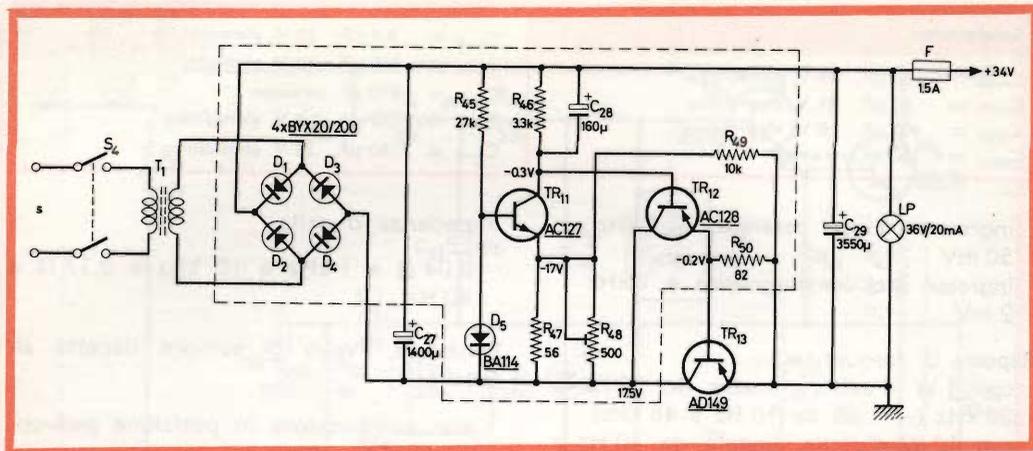



Fig. 1c - Schema elettrico dell'alimentatore dell'amplificatore. La parte tratteggiata comprende il pannello dell'alimentatore. S = rete.

COMPONENTI

Resistori	
R_{45}	= 27 kΩ
R_{46}	= 3,3 kΩ (2 W) tipo B8 305 08B/3K3
R_{47}	= 56 Ω
R_{48}	= 500 Ω potenziometro lineare E 097 AC 47OE (trimmer)
R_{49}	= 10 kΩ
R_{50}	= 82 Ω
Condensatori	
C_{27}	= 1400 µF, 64 V, elettrolitico
C_{28}	= 160 µF, 40 V, elettrolitico
C_{29}	= 3550 µF, 64 V, elettrolitico
Diodi	
$D_{1,2,3,4}$	= BYX20/200
D_5	= BA114

Transistor	
TR_{11}	= AC127
TR_{12}	= AC128
TR_{13}	= AD149
Dissipatori	
Per i transistor TR_{11} e TR_{12}	= tipo 56200
Per il transistor TR_{13}	= dissipatore di alluminio estruso tipo 56230 (lungo 5 cm)
Vari	
T_1	= trasformatore con secondario da 37 V_{eff}, 1 A
L_p	= lampadina spia da 36 V, 20 mA
F	= fusibile da 1,5 A
S_4	= commutatore a slitta (interruttore).

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO (vedere fig. 1)

Amplificatore

I transistor di uscita come i transistor pilota funzionano in classe B, cioè, ogni transistor conduce solamente durante mezzo ciclo di un segnale applicato. Per superare questo inconveniente senza una distorsione apprezzabile, i transistor devono avere un buon guadagno di corrente fino alle frequenze che includono le armoniche delle frequenze più alte. Questo è particolarmente importante per i transistor di potenza e per il fatto che il BDY10 ha un f_T tipico di 1,5 MHz; esso è soprattutto responsabile della buona risposta alle alte frequenze. Questo transistor causa anche un piccolissimo spostamento di fase ed è

perciò possibile applicare un notevole tasso di reazione negativa. L'effetto di questo si può vedere nei grafici delle figg. 2, 3 e 4. Incidentalmente, tutte le prove, dove era possibile, furono fatte con entrambi i canali dell'amplificatore pilotati simultaneamente. I BDY10 non sono normalmente forniti in coppia, comunque, le prove con una coppia deliberatamente diversa ha mostrato che la distorsione è solo marginalmente peggiore in confronto a un paio di transistor accoppiati; ciò è dovuto al grande tasso di reazione.

La tensione di alimentazione a 34 V è limitata dai valori di tensione dei transistor pilota TR_7 e TR_8. Per assicurare una potenza d'uscita massima con distorsione bassa e allo stesso tempo un funzionamento appropriato dell'amplificatore, in presenza di fluttuazioni nella tensione di alimentazione, viene impiegato un alimentatore di potenza regolato.

La corrente di riposo nello stadio di uscita è bassa, 4 — 10 mA, dipendendo dalle caratteristiche del transistor. Lo stadio pilota complementare TR_7 funziona con 3 o 4 mA di.corrente di riposo.

La corrente c.c. di collettore dello stadio pilota TR_6 (circa 3,5 mA) stabilisce la polarizzazione per TR_7 e TR_8 per mezzo della caduta di tensione attraverso D_6 e R_{37} e le resistenze in parallelo R_{38} e R_{39}. D_6 tende a mantenere la polarizzazione costante anche con variazioni della corrente di collettore di TR_6 e R_{38} tende a ridurre la polarizzazione alle temperature elevate.

Le condizioni di funzionamento a riposo degli stadi pilota e d'uscita sono così effettivamente controllati. Si deve notare che un nuovo tipo di resistenza NTC (serie E215AB Philips) è adatto per essere avvitato direttamente sul dissipatore di calore nelle vicinanze dei transistor di uscita

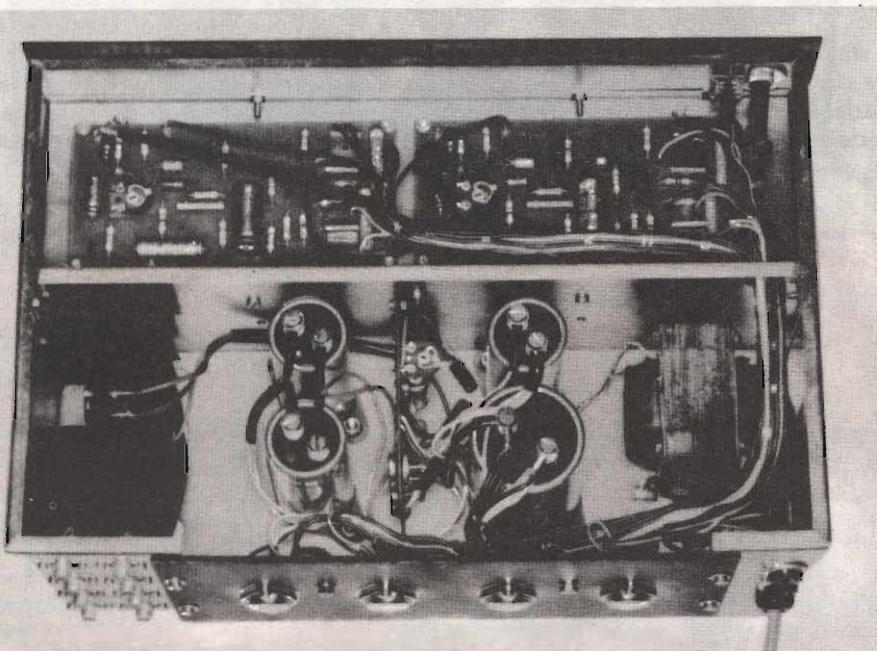



Foto 3 - Vista inferiore dell'amplificatore in cui si vedono le due piastrine dell'amplificatore nella parte frontale, i grossi condensatori elettrolitici e il circuito di alimentazione nella parte posteriore.

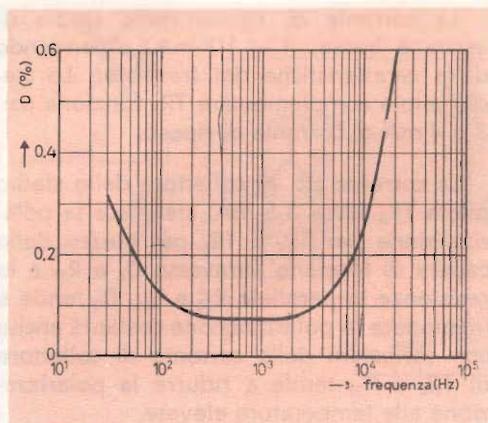



Fig. 2 - Distorsione armonica totale in funzione della frequenza, a 10 W di uscita.

(vedere fig. 10). L'elemento resistivo è isolato dall'involucro. Una simile costruzione permette un contatto termico molto più perfetto fra la giunzione del transistor e l'elemento sensibile dei soliti tipi di termistori.

Lo stadio prepilota TR_5 (corrente di collettore circa 250 μA) serve per provvedere al guadagno addizionale e per aumentare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore in modo da non caricare eccessivamente lo stadio finale dell'unità di controllo. Si deve notare che l'intero amplificatore è ad accoppiamento diretto.

Poiché l'emettitore di TR_5 è ritornato al punto centrale dell'amplificatore attraverso R_{30} e R_{33} e la base è tenuta a potenziale fisso, la reazione c.c. viene stabilita fra l'uscita e l'ingresso dell'amplificatore, tenendo a mantenere la tensione del punto centrale (circa metà della tensione di alimentazione). La regolazione della tensione del punto centrale assicura una limitazione simmetrica all'uscita massima che si può raggiungere per mezzo del potenziometro R_{28} di preregolazione. La reazione C.A. viene anche applicata all'emettitore di TR_5 attraverso R_{35}, C_{24} e C_{22}.

La sensibilità dell'amplificatore con C_{18} è circa 320 mV per una potenza d'uscita di 10 W e un'impedenza d'ingresso di 11 kΩ.

La superficie del dissipatore di calore per i transistor d'uscita è piccola; infatti i quattro BDY10 sono montati, isolati, su una piastra di alluminio annerito di 254 x x 102 mm e 3 mm di spessore. Questo è sufficiente per tutti gli impieghi pratici. Si sono effettuate prove con una dissipazione massima e con temperatura ambiente di 45°C senza riscontrare alcun cattivo effetto apparente.

Fig. 3 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza d'uscita.

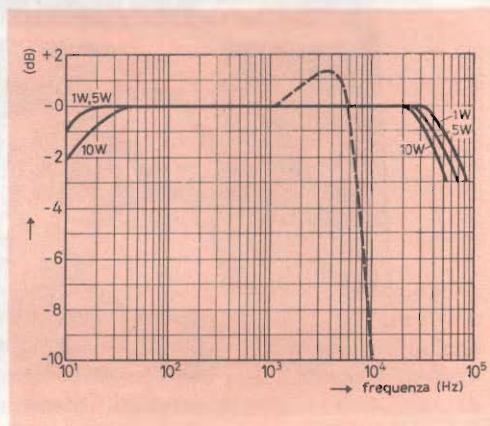



Fig. 4 - Risposta in frequenza dell'amplificatore con i controlli di tono in posizione « lineare ». La curva tratteggiata rappresenta l'azione del filtro alla potenza di 1 W.

Nel funzionamento attuale, quando sono alimentati da una sorgente di musica e con una uscita di picco di 10 W con una temperatura ambiente di 26°C, gli involucri dei transistor diventano leggermente caldi. I transistor TR_7 e TR_8 dovrebbero essere fissati con uno schermo, tipo dissipatore. Se i terminali dell'altoparlante sono accidentalmente cortocircuitati mentre l'amplificatore è pilotato, i transistor TR_8 e TR_{10} porteranno correnti di collettore eccessive. Le correnti in TR_7 e TR_9 sono autolimitate e non danneggeranno i transistor. Ripetute le prove di cortocircuito su tre diverse

stadio d'ingresso TR_1 impiega il transistor BC109 a basso rumore ed alto guadagno. Sono previsti collegamenti d'ingresso per pick-up magnetici e ceramici. L'esaltazione dei bassi secondo la curva R.I.A.A. viene effettuata dal condensatore C_2 nella catena di reazione C_5, C_2 e R_6 e il taglio degli acuti richiesto è effettuato dall'induttanza della bobina del pick-up e da R_5 nel caso di un pick-up magnetico. Per un pick-up ceramico il taglio degli acuti è ottenuto per mezzo di R_3 e C_1. Il valore indicato per R_5 è stato determinato sperimentalmente per una cartuccia da 700 mH.

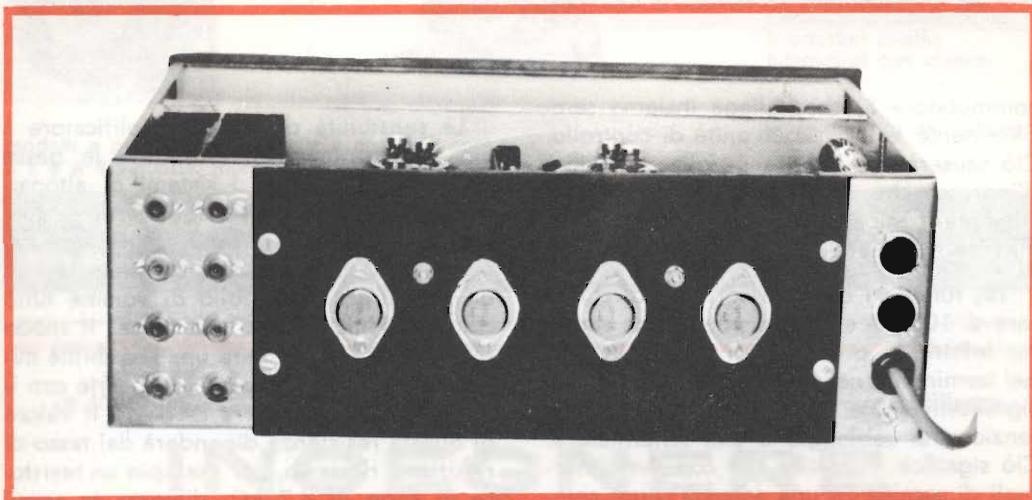



Foto 4 - Vista della parte posteriore dell'amplificatore, dove si possono vedere i quattro BDY10 montati su un dissipatore di alluminio.

paia di AC128 e BDY10 a pieno pilotaggio hanno mostrato che brevi cortocircuiti fino a 20 secondi non danneggiano i transistor. Nessun difetto nei transistor è stato osservato, ma R_{40} si surriscalda. Cortocircuiti più lunghi portano probabilmente a dei difetti in TR_8 dovuti alla sua bassa capacità termica.

Unità di controllo

Questa impiega un circuito piuttosto semplice che tuttavia dà ottimi risultati. Lo

Un valore di 2,7 kΩ dovrebbe essere esatto per 500 mH. Per sintonizzatori radio e altre sorgenti che richiedono una risposta di frequenza lineare, il condensatore C_2 viene cortocircuitato. Con il valore dato per R_1 e R_2 la sensibilità è di 120 mV. Se richiesto, questo può essere aumentato riducendo il valore della resistenza, per esempio per $R_1 = 100$ kΩ la sensibilità sarà circa il doppio.

Se si vogliono mettere in parallelo entrambi i canali per il funzionamento monofonico, questo si può fare per mezzo del

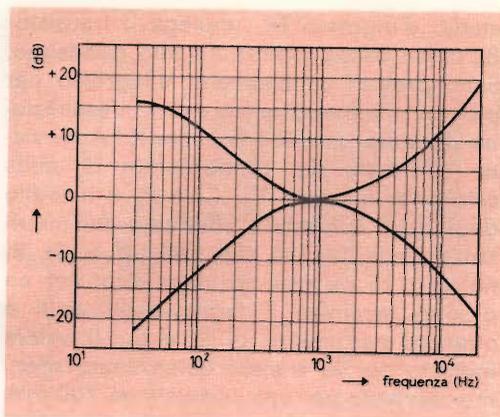



Fig. 5 - Caratteristica del controllo di tono.

commutatore S_3 che collega insieme semplicemente le uscite dell'unità di controllo. Ciò causerà una riduzione della sensibilità d'ingresso che, comunque, può essere facilmente compensata con il controllo di volume.

TR_1 funziona con una corrente di collettore di 100 μA e genera pochissimo rumore; infatti, la presenza di ronzio indotto nei terminali e nei componenti è molto più significativo, così che è necessario fare attenzione al cablaggio e alla schermatura. Ciò significa in pratica che con livelli normali di ascolto c'è una assenza quasi completa di rumore negli altoparlanti, durante i passaggi in cui non c'è suono.

Il secondo stadio TR_2 è un « emitter-follower » con il controllo di volume R_{13} accoppiato capacitivamente per evitare i disturbi dovuti ai cambiamenti di livello c.c. quando il controllo è manovrato rapidamente. Il terzo stadio TR_3 incorpora un circuito di reazione nel controllo di tono. L'azione del controllo di tono è mostrata in fig. 5. Un semplice filtro di ronzio è stato aggiunto all'uscita di TR_3, la sua azione può essere vista in fig. 4. L'ultimo stadio TR_4 serve per provvedere circa 13 dB di guadagno addizionale.

Fig. 6 - Sistema da seguire per effettuare i collegamenti di massa in modo esatto. A = prese d'ingresso; M = linea di massa; 1 = pannello dell'unità di controllo; 2 = pannello dell'amplificatore; T = telaio metallico.

Sensibilità

La sensibilità di questo amplificatore è alta per compensare entrambe le basse uscite dei pick-up e i sistemi di altoparlanti a bassa efficienza. Nei casi dove queste condizioni non ci sono, può essere necessario ridurre la sensibilità per evitare di dover agire sul controllo di volume tutto chiuso all'inizio della sua corsa. Il modo più semplice di ottenere una sensibilità minore è di porre un resistore in serie con il controllo di volume fra C_7 e R_{13}. Il valore di questa resistenza dipenderà dal tasso di riduzione richiesto, per esempio un resistore in serie di 4,7 kΩ, dimezza la sensibilità.

Alimentatore

Il circuito regolatore consiste di una serie di transistor TR_{13} controllato da TR_{12}, la base del quale è collegata alla tensione di riferimento stabile, con il collettore di TR_{11}. Questa tensione di riferimento è prodotta dalla corrente di collettore di TR_{11} che è praticamente indipendente dalla sua V_{CE} se V_{BE} è mantenuta costante. Questo è dato dall'uso della caratteristica diretta di D_5 a circa 2 mA, dove un cambiamento di 0,5 mA causerà un cambiamento nella caduta di tensione di soli 20 mV circa. La tensione di riferimento e anche la tensione di uscita può essere regolata per

Fig. 7 - Piastrina del circuito stampato dell'alimentatore. A = al collettore di TR_{13}; B = al — di C_{27}; C — D = al secondario di T_1; E = al + di C_{27}; F = al + di C_{29}; G = all'emettitore di TR_{13}; H = a massa; I = alla base di TR_{13}.

mezzo del potenziometro di pre-regolazione R_{48}.

La corrente totale erogata quando entrambi i canali sono pilotati per una potenza di 12 W è circa di 1,25 A. Il transistor al germanio AD149 richiede un dissipatore di calore di dimensioni notevoli, mentre i transistor TR_{11} e TR_{12} sono entrambi fissati con schermi tipo dissipatori.

Punti di massa

Si deve fare attenzione a che i vari punti di massa siano collegati insieme in un amplificatore stereofonico impiegante il presente genere di circuito. Si è trovato con l'esperienza su questo progetto che una distorsione armonica totale dello 0,6%, consistente principalmente della seconda armonica, apparirà indipendente dal livello di potenza di uscita se le connessioni di massa non sono corrette. Il modo corretto è mostrato in fig. 6.

Dettagli costruttivi

Telaio e cablaggio del circuito stampato.

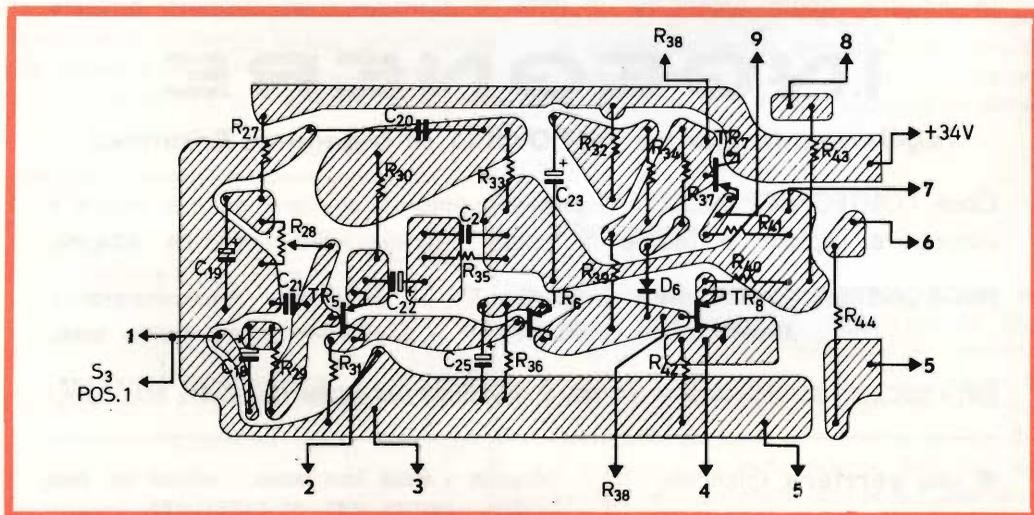



Fig. 8 - Piastrina del circuito stampato dell'amplificatore. Il circuito per il secondo canale è identico. 1 = al cursore di R_{26}; 2 = schermo; 3 = massa del pannello di controllo; 4 = base di TR_{10}; 5 = massa del pannello dell'alimentatore; 6 = emettitore di TR_{10}; 7 = collettore di TR_{10} e C26; 8 = emettitore di TR_9; 9 = base di TR_9.

Il cablaggio che è stato adottato per il progetto dell'amplificatore è il risultato di uno studio fatto per la semplicità ed è illustrato nelle foto 2 e 3. La foto 3 mostra la parte inferiore dell'amplificatore con l'alimentatore. Il trasformatore di potenza, il circuito regolatore di tensione, i dissipatori per gli AD149 e i condensatori di accoppiamento e di filtro sono nella parte posteriore.

A causa dell'alta sensibilità dell'amplificatore, risultante in un elevato ronzio del pick-up, il telaio è stato costruito in modo che l'unità di controllo è posta in uno scompartimento completamente schermato. Questo è illustrato nella foto 2 che mostra la parte inferiore dell'amplificatore senza la piastra di metallo che copre l'unità di controllo.

Una particolare caratteristica di questo amplificatore è la semplicità del montaggio dei transistor di uscita. Siccome la superficie dei dissipatori richiesta per i BDY10 è piuttosto piccola, essi sono montati su una piastra di alluminio annerito di 3 mm di spessore attaccata al retro del telaio come illustrato nella foto 4.

I transistor di potenza serie AD149 devono comunque essere montati su un dissipatore di alluminio come indicato nell'elenco dei componenti. Le dimensioni del telaio sono 356 x 235 x 114 mm, mentre quelle del pannello frontale sono 368 x 229 mm. Le figg. 7, 8 e 9 mostrano i pannelli dei circuiti stampati che sono usati, un pannello per entrambi i canali del preamplificatore, uno per entrambi i

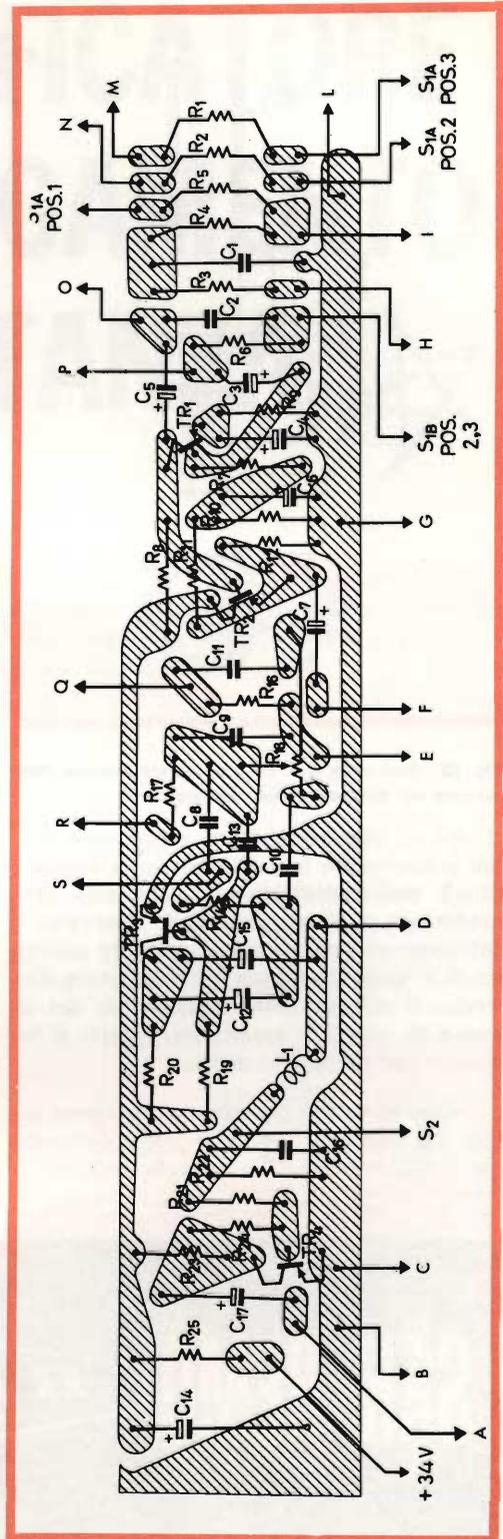



Fig. 9 - Piastrina del circuito stampato dell'unità dei controlli di tono. A = bilanciamento; B = massa dell'amplificatore; C = contatto inferiore di R_{26}; D = al cursore di S_2; E = al contatto inferiore di R_{15}; F = al contatto superiore di R_{13}; G = massa; H = alla presa d'ingresso del pick-up ceramico; I = alla presa d'ingresso del pick-up magnetico; L = massa; M = alla presa d'ingresso ausiliare; N = alla presa d'ingresso radio; O = cursore di S_{1B}; P = cursore di S_{1A}; Q = cursore di R_{13}; R = cursore di R_{15}; S = al contatto superiore di R_{15} (vedere fig. 1b). Il circuito per il secondo canale è identico.

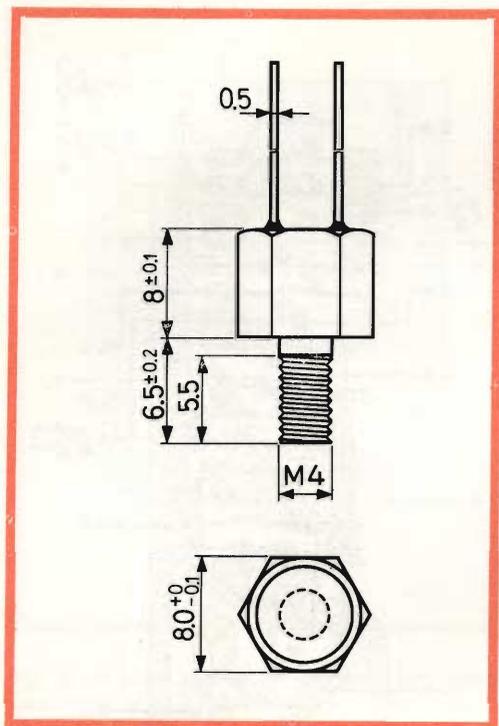



Fig. 10 - Resistenza NTC che può essere avvitata direttamente sul dissipatore dei transistor finali.

canali dell'amplificatore e uno per l'alimentatore e il regolatore di tensione. Il cablaggio dei componenti per ogni piastrina di circuito stampato è chiaramente illustrato. Il collegamento appropriato del sistema di massa è essenziale; questo è facilitato dal cablaggio scelto.

Sebbene venga generato pochissimo calore dai transistor, un poco viene generato dal trasformatore. Per questa ragione è consigliabile lasciare alcune aperture nella parte inferiore dell'amplificatore durante la costruzione del contenitore. Il progetto di quest'ultimo è lasciato alla fantasia e alle esigenze del costruttore; comunque un esempio è riportato nella foto 1. Le dimensioni minime richieste sono 360 x 240 x 120 mm. Si noti che i contenitori dei transistor BDY10 esposti sono al potenziale del collettore. E' perciò consigliabile usare delle protezioni come, per esempio, una retina che copra il contenitore.

Tutti i componenti usati, tranne il potenziometro del bilanciamento, sono facilmente reperibili in commercio. La configurazione del circuito come specificata per il controllo di bilanciamento permette a un canale di essere completamente interdetto; comunque se una tale larga banda di bilanciamento non è richiesta, è possibile sostituire il suddetto potenziometro lineare con un potenziometro da 10 kΩ in serie con un resistore da 15 kΩ collegato a massa. Questo darà una perdita d'inserzione nel bilanciamento del 20%. Se si usa il potenziometro logaritmico/antilogaritmico, sarà necessario scegliere i collegamenti in modo da ottenere le curve logaritmiche esatte.

Altoparlanti

La gamma degli altoparlanti oggi in commercio non propone che l'imbarazzo della scelta, il prototipo di questo amplificatore tuttavia è stato realizzato con altoparlanti Philips tipo AD9710M e tipo AD5200M.

B. F.

(Da « Digested Concern Literature »)

PREAMPLIFICATORE PER COLLEGAMENTO A DISTANZA

Riportiamo un semplice circuito di preamplificatore puramente sperimentale per collegamento a distanza di microfono o fonorivelatore a registratore o amplificatore che pensiamo possa interessare molti dei nostri lettori.

Un piccolo preamplificatore a due stadi a transistor con alimentazione autonoma, permette di beneficiare dei vantaggi della fedeltà di un microfono o di un fonorivelatore a bassa impedenza, permettendo il suo adattamento all'ingresso di un amplificatore o di un registratore ad alta impedenza. È così possibile allontanare l'amplificatore o il registratore, e porre il microfono in una camera vicina o anche al di fuori dell'abitazione.

Questo preamplificatore non produce alcun ronzio, fruscio o vibrazione microfonica, che si constata con una amplificazione elevata e una sorgente sonora a debole livello. Esso assicura una risposta in frequenza praticamente lineare da 20 a 20 mila Hz, con un fonorivelatore a bassa impedenza ed evita l'impiego di un trasformatore elevatore di tensione e il corrispondente ronzio che si può produrre. È così possibile utilizzare un microfono elettrodinamico o a cristallo con livello debole, da 30 a 50 Ω.

Il montaggio è rappresentato in fig. 1. Il segnale proveniente dal microfono o dal pick-up è applicato sull'impedenza da 30 a 50 Ω offerta dall'emettitore del transistor Q_1 che funziona come stadio con base comune a massa; le resistenze R_1 e R_2 assi-

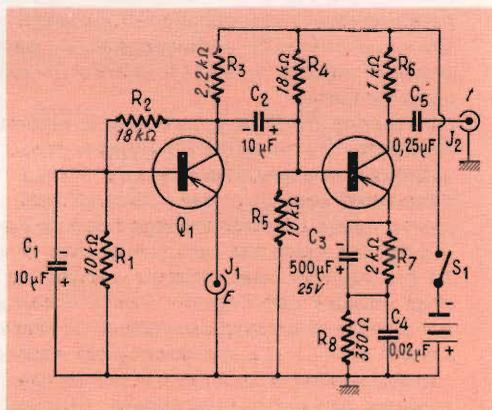



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore per collegamento a distanza. E = ingresso; t = uscita.

curano la polarizzazione di Q_1, essendo R_1 disaccoppiata dal condensatore C_1.

Il segnale musicale amplificato sul collettore di Q_1 è raccolto ai capi della resistenza R_3 ed è trasmesso per mezzo di C_2 alla base di Q_2, sul secondo stadio. La polarizzazione di Q_2 è assicurata dal partitore di tensione R_4, in combinazione con R_7. Il condensatore C_3 disaccoppia la resistenza R_7.

Sul transistor Q_2 si utilizza una resistenza di stabilizzazione R_7 e un condensatore di disaccoppiamento C_3 sul circuito di emettitore, per evitare un effetto di controreazione. Inoltre il valore del condensatore C_3 assai elevato permette di aumentare in modo particolare la risposta alle basse frequenze. Un circuito di correzione delle frequenze elevate costituito dalla resistenza R_8 e dal condensatore C_4 nel circuito di emettitore di Q_2 permette di allargare la banda di risposta in frequenza al di la di 20.000 Hz.

Il segnale amplificato raccolto sul collettore di Q_2 è ottenuto ai capi della resistenza di carico R_6 ed è trasmesso direttamente al jack di uscita J_2. Se si desidera, un condensatore di blocco della corrente continua di circa 0,25 µF, può essere impiegato fra il collettore di Q_2 e il jack di uscita J_2. La costruzione di questo apparecchio è estremamente semplice, poiché il montaggio non comporta che sei elementi da montare; le boccole terminali, i due jack fonografici, il commutatore unipolare e il supporto della batteria che costituisce la sola parte disposta nella parte superiore del telaio. Se non si ha bisogno di una miniaturizzazione eccessiva, i componenti possono essere disposti in modo che non si tocchino tra loro. Si deve fare attenzione in modo particolare alle polarità dei condensatori elettrolitici C_1, C_2 e C_3.

I circuiti d'ingresso e di uscita presentano tutti una impedenza bassa e ciascuno di essi deve essere collegato agli elementi di utilizzazione con del cavetto schermato; con questo si possono fare dei collegamenti fino a 75 m di lunghezza. Questo permette di disporre di preamplificatori in un posto qualunque fra il microfono o il fonorivelatore e l'ingresso dell'amplificatore o del registratore. Sullo schema non sono indicati i tipi dei transistor per lasciare al lettore la più ampia libertà di scelta; l'alimentazione deve essere del tipo adatto ai transistor usati.

ALFA

(Da « Le Haut - Parleur »)

Numerose riviste tecniche e di informazione si occupano con crescente interesse dei diversi aspetti dell'Eldo, il programma spaziale europeo. Da un recente numero di « Interavia » ricaviamo una interessante nota sul sistema di guida del satellite europeo: « Le apparecchiature della stazione di comando per la teleguida da terra — stazione sorta a Gove, nell'Australia settentrionale —, sono state realizzate in Belgio e, dopo accurate prove e collaudi saranno trasferite in Australia per essere adoperate entro la fine del corrente anno.

La stazione di Gove è destinata a guidare il satellite di prova, costruito in Italia, nella traiettoria che lo porterà a raggiungere l'orbita esatta. Le sue funzioni sono quelle di assicurare la guida automatica del 3° stadio, misurazione di velocità compresa; di calcolare il momento preciso in cui i comandi devono essere passati al terzo stadio per assicurare che la messa in orbita avvenga con una perdita di tempo minima; di trasmettere i comandi relativi alla guida del volo, accensione di motori e separazione del satellite.

La misurazione della distanza avviene per mezzo di un interferometro, e la misurazione della velocità con Doppler. Per la misurazione della distanza è impiegato un trasponder del satellite. Il sistema completo di interferometria comprende cinque antenne in una disposizione ad « L ». Le apparecchiature fondamentali della stazione sono: sei antenne manovrabili con riflettori paraboloidi del diametro di 4 metri e 30 cm; cinque antenne per la ricezione ed una per la trasmissione; ricevitori di rotta; un trasmettitore da 10 kW per il telecomando e la misura della distanza; un « digitiser » ed un calcolatore numerico ad alta velocità.

SEMPLICISSIMO APPARECCHIO A TRANSISTOR

Riportiamo un semplicissimo circuito amplificatore a transistor che pensiamo possa interessare a molti nostri lettori per le sue molteplici possibilità di impiego.

È spesso utile avere a disposizione un piccolo amplificatore musicale di qualità, di dimensioni molto ridotte e molto semplice, che permette di aumentare il volume di ascolto ottenuto per mezzo di un radio ricevitore portatile miniatura; esso può anche essere adattato, in certi casi, a un semplice circuito di accordo con rivelatore, per formare un semplice ricevitore delle stazioni locali.

Il piccolo montaggio rappresentato in fig. 1 è molto interessante sotto questo aspetto; esso è alimentato semplicemente da una o due pile a torcia del tipo abituale da 1,5 V, esso permette di ottenere una potenza di uscita di 15 ÷ 40 mW, sufficiente per assicurare una discreta audizione in una piccola camera, la sua gamma di frequenza si estende da 100 Hz fino a 6000 Hz.

Il circuito è formato da solo tre transistor, un potenziometro per il controllo di volume, un altoparlante, un interruttore e dalle pile.

I transistor sono posti di preferenza su degli zoccoli e non saldati per facilitare le prove e per avere la possibilità di scegliere quelli che danno i migliori risultati. Questi tre transistor sono accoppiati direttamente senza elementi di collegamento e sono polarizzati dal potenziometro di controllo di volume, che modifica il gua-

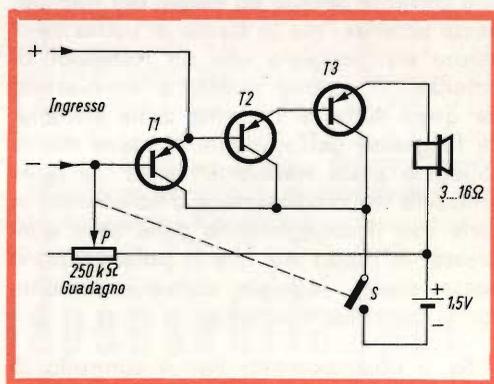



Fig. 1 - Schema dell'amplificatore a transistor.

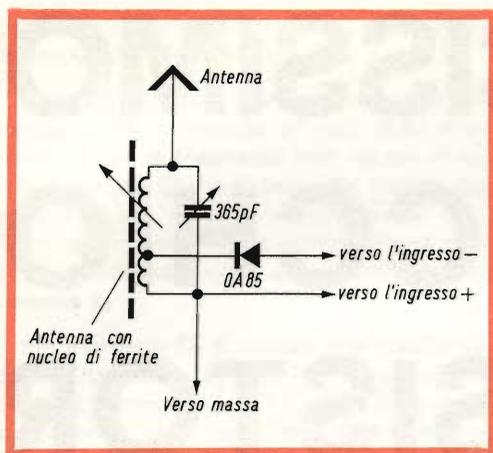



Fig. 2 - Schema di un piccolo ricevitore da accoppiare all'amplificatore. L'antenna ha il nucleo di ferrite; il diodo OA85 può essere sostituito con il tipo 1N34 o equivalenti.

dagno ottenuto con l'apparecchio. Naturalmente questi tre elementi devono essere della stessa polarità e tutti del tipo p-n-p o n-p-n.

I tipi impiegati sullo schema sono del tipo p-n-p; nel caso d'impiego di transistor n-p-n si deve evidentemente invertire la polarità della batteria e, se l'ingresso del circuito è polarizzato, invertire anche la polarità d'ingresso, indicata sullo schema.

I due primi transistor possono fornire una corrente debole ed essere del tipo per bassa potenza; ma lo stadio di uscita deve essere equipaggiato con un transistor di potenza, in quanto questo è attraversato da quasi tutta la corrente della batteria. Se l'ingresso dell'apparecchio deve essere collegato a un trasformatore BF, si deve utilizzare un condensatore d'isolamento in serie con il collegamento della base d'ingresso, in modo tale che la polarizzazione possa essere regolata convenientemente con il controllo di volume.

Se il potenziometro per il controllo di volume è combinato con un interruttore, si deve montare in modo tale che la resistenza massima sia ottenuta quando il perno di questo potenziometro è girato nel senso inverso delle lancette dell'orologio verso la posizione d'arresto.

Per il nostro montaggio si utilizza il collegamento centrale e quello all'estremità destra del potenziometro di volume.

Se la resistenza del potenziometro di volume è troppo ridotta, la polarizzazione sui transistor è troppo grande, ciò determina distorsione e una perdita di corrente maggiore nel transistor di uscita. Si deve dunque mantenere sempre la manopola del potenziometro di volume in una zona di regolazione limitata.

Con un condensatore di 5 nF in serie nel circuito d'ingresso, si può così utilizzare, questo amplificatore con successo, collegandolo a un microfono telefonico magnetico, oppure a un piccolo altoparlante elettrodinamico impiegato anch'esso come microfono.

Se si vuole costruire un piccolo ricevitore completo in unione a questo amplificatore, almeno per la ricezione delle trasmissioni locali, è sufficiente adattare all'ingresso un'antenna con un nucleo di ferrite a un condensatore variabile di sintonia e un diodo a cristallo, come si può vedere dalla fig. 2. Non è necessario mettere un condensatore di accoppiamento, se il cristallo è collegato con la polarità conveniente indicata sullo schema.

Si può utilizzare qualsiasi tipo di altoparlante senza bisogno di trasformatore di uscita. Se si impiega un altoparlante con una bobina di 4 Ω, la potenza d'uscita massima senza distorsione è dell'ordine di 150 mW; con un altoparlante di 8 o di 16 Ω, si può aumentare la tensione di alimentazione fra 6 e 12 V; al contrario con un altoparlante di 3,2 Ω solamente non è raccomandabile impiegare più di 4,5 V. Gli elementi del montaggio sono facili da scegliere. Il potenziometro P ha un valòre di 250 kΩ, l'interruttore S è un interruttore a una posizione che può essere combinato con il potenziometro. I transistor Q_1 e Q_2 sono dei transistor p-n-p per bassa frequenza per esempio, del tipo AC 128, OC72, 2N109, 2N217 o tipi equivalenti. Il

transistor di uscita Q_3 è un tipo p-n-p per esempio del tipo AD 149, 2N255 o equivalente.

Questo apparecchio così semplice può pertanto servire ancora a un gran numero di applicazioni. Per esempio; impiegandone due dello stesso tipo, si può costituire un piccolo apparecchio stereofonico miniatura portatile a basso consumo, che può essere anche adattato a un sintonizzatore stereofonico. L'apparecchio può così essere impiegato come amplificatore di un apparecchio di misura, per esempio, in un montaggio a ponte, come dispositivo di rivelazione per la riparazione dinamica e anche per il collegamento con un pick-up. Sostituendo l'altoparlante con una lampadina a incandescenza o al neon, l'apparecchio può anche servire come indicatore visuale per il controllo di un segnale d'ingresso a basso livello e, con un po' di pratica e d'immaginazione si possono scoprire molte altre applicazioni.

(Da « Le Haut-Parleur » 6610 S) ●

Assemblaggio di microfoni per apparecchi di dettatura.

IL PICK-UP CARATTERISTICHE DI FREQUENZA

Il presente articolo illustra in breve le caratteristiche di frequenza che caratterizzano il pick-up. In esso si tiene conto della diversità dei materiali di cui sono formati i dischi; delle diverse specie dei pick-up, cioè magnetici e piezoelettrici e degli altri fattori che possono riguardare le caratteristiche di frequenza.

Prima di illustrare nel dettaglio le proprietà del pick-up, prenderemo in esame la caratteristica di registrazione nella sua forma fondamentale. Gli spostamenti del cono di un altoparlante sono, a parità d'intensità sonora, massimi per le note basse e diminuiscono man mano che la frequenza aumenta. La stessa cosa si può osservare nelle corde dei vari strumenti a corda, ad arco, a plettro o pizzicati. Se abbiamo la possibilità di effettuare delle misure, constatiamo che lo spostamento dell'elemento vibrante di una sorgente sonora è, a parità d'intensità sonora, inversamente proporzionale all'altezza della nota, cioè alla frequenza. Ci riferiamo qui all'intensità sonora fisica e non all'intensità della sensazione; c'è infatti differenza fra le due a causa delle proprietà dell'orecchio umano. Se dunque si paragonano due suoni di uguale intensità, per esempio un La3 (frequenza 440 Hz) e un La4 (frequenza 880 Hz) si constata che l'ampiezza (lo spostamento) delle vibrazioni che producono il suono più alto è uguale alla metà dell'ampiezza delle vibrazioni che producono il suono più basso. Considerando inoltre che una vibrazione completa (periodo) corrispondente al suono di frequenza più elevata (880 Hz) si compie in un tempo uguale alla metà di quello necessario per una vibrazione del La3 (440 Hz) si conclude che la velocità di vibrazione delle particelle d'aria è la stessa nei due casi. Quindi, a intensità sonore uguali, l'ampiezza delle vibrazioni è inversamente proporzionale alla frequenza e la velocità di vibrazione dell'aria o della membrana è indipendente dall'altezza del suono. Quanto sopra detto è riportato graficamente nella fig. 1, nella quale la linea a tratto continuo **v** rappresenta la velocità e la curva tratteggiata **a** l'ampiezza delle vibrazioni per le diverse frequenze. In una registrazione ideale le vibrazioni sonore dovrebbero essere incise sul disco senza alterazioni. Poichè nessuna installazione grammofonica è esente da rumore di fondo e poiché il disco stesso presenta un suo rumore, l'ampiezza più pic-

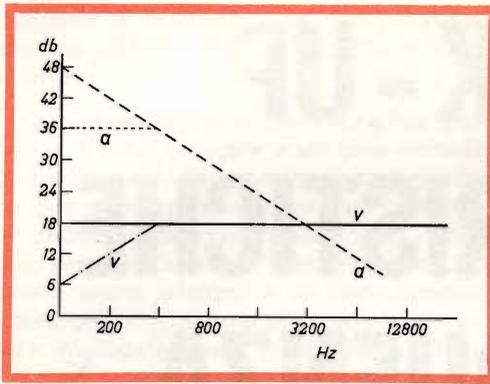



Fig. 1 - Caratteristica di registrazione fondamentale.

cola da riportare sul disco deve essere scelta in modo che il suono corrispondente non risulti coperto dal rumore e dalle altre perturbazioni. Dalla figura si rileva che questa condizione deve essere osservata per il suono più alto da riprodurre, cioè per il suono di 12800 Hz. Ammettendo che a questo suono corrisponda un'ampiezza di 2 micron, per il suono di 100 Hz si troverà un'ampiezza molto maggiore, cioè 256 micron. Poichè la distanza fra due solchi di un disco da 78 giri al minuto non misura che 100 micron, occorre che i suoni più bassi vengano notevolmente attenuati per evitare che due solchi adiacenti si accavallino; in pratica il limite teorico di 50 micron può arrivare a 64 micron. In tali condizioni l'ampiezza corrispondente al suono di 100 Hz dovrà essere ridotta a un quarto, cioè di 12 dB; a

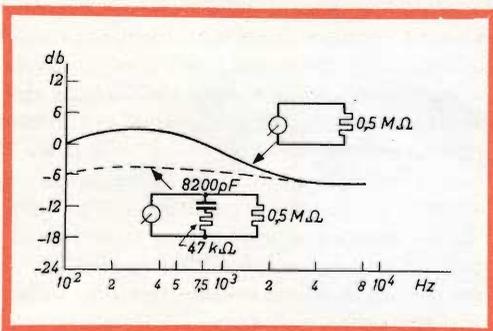



Fig. 2 - Caratteristica di riproduzione di un pick-up di uso corrente.

200 Hz l'attenuazione necessaria per limitare l'ampiezza a 64 micron è di 6 dB e a 400 Hz non c'è più bisogno di attenuazione. La variazione per la caratteristica di ampiezza al disotto di 400 Hz è dunque rappresentata dalla linea punteggiata, mentre la linea a tratti e punti rappresenta la variazione della caratteristica di velocità per le frequenze inferiori a 400 Hz.

Nelle registrazioni elettriche la compressione alle basse frequenze viene ottenuta mediante l'impiego di filtri di correzione.

Le tensioni prodotte dai pick-up magnetici e dinamici sono proporzionali alle velocità dell'elemento mobile, cioè alle velocità di vibrazione della puntina; la linea V della fig. 1 è dunque anche la caratteristica di riproduzione dei pick-up magnetici e dinamici. Nei pick-up piezoelettrici e a condensatore, la tensione è proporzionale all'ampiezza del movimento della puntina e la linea è dunque in generale la caratteristica di riproduzione di questi tipi di pick-up. Nel primo caso c'è quindi scarsità di suoni bassi e nel secondo sono precisamente i suoni di frequenze superiori a 400 Hz che sono troppo deboli. In entrambi i casi c'è però la possibilità di apportare una correzione. L'elemento di cristallo del pick-up piezoelettrico può fornire in linea di principio una tensione molto alta, dell'ordine di 15 V, che è più che sufficiente allo scopo. Agendo sul sistema di accoppiamento fra la puntina e le lamine di cristallo in modo che l'accoppiamento stesso risulti per i suoni di frequenza bassa più lasco che per quelli di frequenza alta, si riesce ad appiattire la caratteristica di riproduzione e, come si vede in fig. 2 che riporta la caratteristica di un pick-up, si ottengono in questo modo eccellenti risultati. La caratteristica in esame rilevata con un disco fino a 8000 Hz, mostra che la differenza di sensibilità fra 400 Hz e 8000 Hz è solo di 9 dB invece che di 27 dB. Benchè molti preferiscano una riproduzione dove prevalgano i toni bassi, la caratteristica di riproduzione può essere resa praticamente rettilinea per mezzo di un semplice filtro elettrico (curva tratteggiata della fig. 2).

Per quanto riguarda i pick-up magnetici e dinamici non si può seguire questa via; la tensione d'uscita fornita da questi pick-up è piccola e il sistema di correzione suddetto non è applicabile. Senza dubbio si potrebbe compensare in parte la perdita dei bassi rendendo l'armatura risonante ad esempio a 150 Hz, ma questo metodo conduce a una considerevole perdita di qualità della riproduzione e non è in pratica oggi più seguito. I bassi vengono portati al livello voluto per mezzo di un filtro di correzione incorporato nell'amplificatore.

La caratteristica di riproduzione di un pick-up è funzione non solo delle sue proprietà ma anche delle proprietà del disco che è servito a ricavarla. Pertanto una caratteristica di riproduzione data senza far menzione del disco di misura impiegato è priva di valore. Benchè la determinazione di questa caratteristica sia una delle operazioni più semplici che si possono effettuare in laboratorio, si constata purtroppo regolarmente che le caratteristiche pubblicate non riflettono sempre la realtà e che assai spesso vengono tracciate con ottimistici metodi grafici anzichè sperimentalmente. Per i pick-up magnetici e dinamici si dà talvolta la caratteristica di riproduzione che si riferisce a un disco ipotetico, atto ad imprimere alla puntina una velocità di vibrazione costante in tutta la gamma di frequenze. Purchè ci si serva di un disco di misura appropriato e le correzioni siano apportate solo per le frequenze più basse, non c'è nulla da obiettare. Un'altra causa di incertezza è che un disco di misura a microsolco può dare una caratteristica di riproduzione che si discosta da quella di un disco di gomma lacca, a solco normale, inciso secondo la stessa caratteristica di registrazione. E' un punto assai importante nel caso di pick-up a due puntine, una per microsolco e una per solco normale, per i quali ci si accontenta spesso di effettuare una sola misura. Per effetto della maggiore elasticità del vinile del disco microsolco, i suoni più alti risulteranno leggermente più deboli in riproduzione rispetto al disco di gomma lacca; inoltre col disco microsolco la risonanza del pick-up si sposta alquanto verso le note basse.

I pick-up con caratteristica piana presentano un punto di maggior sensibilità, ossia a una certa frequenza (elevata), sono più sensibili che alle frequenze più basse; tali pick-up divengono poi quasi insensibili alle frequenze ancora maggiori; la cosa è dovuta in generale a una risonanza dell'armatura mobile. Questo picco nella caratteristica di riproduzione e la eventuale caduta rapida al di là favoriscono le frequenze vicine a quelle di risonanza in misura maggiore di quanto non lo faccia supporre la curva; per effetto di questa risonanza il suono diviene molto più intenso e per tale motivo ci si sforza di portare questo picco per quanto possibile fuori della gamma delle frequenze udibili.

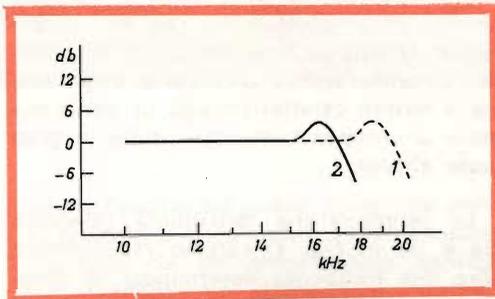



Fig. 3 - Influenza del materiale costituente il disco nella caratteristica di riproduzione.

Il comportamento di un pick-up sui dischi microsolco non può dunque essere dedotto con certezza da misure eseguite per mezzo di dischi di gomma lacca. La fig. 3 mostra i risultati che possono essere ottenuti con lo stesso pick-up su un disco di gomma lacca (1) e su un disco identico di vinile (2).

Le caratteristiche di riproduzione dei pick-up si possono raggruppare in tre categorie. La prima comprende quelle che, con o senza correzione elettrica sono virtualmente piane fino alle frequenze udibili più elevate e talvolta oltre. Se anche le altre proprietà del pick-up sono ugualmente buone, si potrà parlare di alta fedeltà (1 nella fig. 4). Le caratteristiche

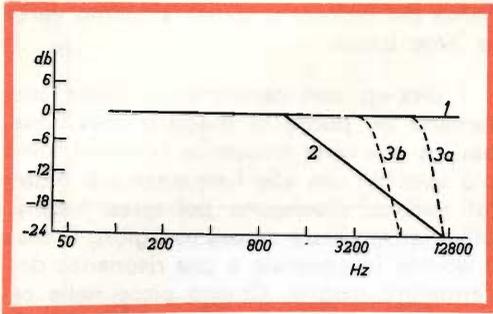



Fig. 4 - Caratteristiche di riproduzione di diversi tipi di pick-up.

del secondo gruppo sono orizzontali fino a una certa frequenza, poi si abbassano gradualmente (2 nella fig. 4). In linea di massima è ancora possibile una correzione elettrica, ma essa sarà in generale difficilmente realizzabile a causa della grande perdita di amplificazione che ne risulterebbe. Questi pick-up danno un tono caldo, si sente ancora una parte degli alti, ma il timbro caratteristico di un certo numero di strumenti musicali risulta in gran parte alterato.

Le caratteristiche dell'ultima categoria (3a e 3b in fig. 4) cadono rapidamente oltre una frequenza determinata. Si ottiene con ciò un effetto inatteso e cioè il tono diviene più acuto, si ha per così dire l'impressione che ci siano nella riproduzione più note alte di quante non ce ne siano in realtà. Sarebbe difficile spiegare perfettamente questo fenomeno e lo si può paragonare a un accorgimento cui ricorrono talvolta i pittori; aggiungendo un po' di azzurro al bianco, questo dà l'impressione di essere più bianco. Analogamente, limitando lo spettro sonoro in una certa maniera, si ha l'impressione che esso sia più completo; però siccome risulta « più bianco del bianco » il suono si presenta alquanto stridulo. Nel caso 3a della fig. 4 la frequenza di taglio è piuttosto elevata, il suono diviene un po' troppo acuto, ma un ascoltatore che cerchi appunto la riproduzione degli acuti può avere l'impressione, a torto, che un pick-up del genere sia migliore di uno che presenti la caratteristica 1. Questa riproduzione però stanca e inoltre quando si paragona, ad esempio, il suono di un violino reale col suono di violino riprodotto da un tale pick-up, la differenza risulta nettamente.

La caratteristica 3b ha uno scopo del tutto diverso. Essa taglia tutte le frequenze al di là della frequenza fondamentale più elevata che normalmente si presenta nella musica; con questo pick-up dunque non si sopprime nessuna nota ma si ottiene il risultato che certi suoni non vengono messi interamente in valore, il che in certi casi è un vantaggio. Ad esempio, nei dischi che non sono perfetti, come i vecchi dischi a 78 giri al minuto con molta distorsione e i dischi microsolco non molto ben riusciti, la distorsione che è costituita soprattutto di frequenze elevate, viene in gran parte soppressa. Anche il rumore di fondo dei dischi di gomma lacca diminuisce. Un tale pick-up ha una sonorità pastosa e riproduce in maniera accettabile anche i dischi non molto buoni; scegliendo opportunamente la pendenza della parte discendente della caratteristica, si può rendere la sonorità ancora più nitida. Non ci si può però spingere troppo in questa direzione, altrimenti la riproduzione diviene di nuovo troppo stridula.

Per una riproduzione di qualità ha importanza la forma della caratteristica anche alle frequenze più basse. Se, con o senza correzione elettrica, la caratteristica è rettilinea fino a 25 Hz anche i suoni più bassi vengono riprodotti fedelmente. Alcuni pick-up hanno una caratteristica che si abbassa molto rapidamente dopo i 100-150 Hz, in modo che le fondamentali di un certo numero di strumenti musicali si perdono in gran parte. Benché questa perdita venga in parte mascherata dalle armoniche, che sono ben riprodotte, il suono non conserva la sua qualità originale. Questo taglio è però talvolta voluto per sopprimere un eventuale ronzìo causato dal motore del giradischi.

(Da « Du microphone à l'oreille »)

IL VOLTMETRO ELETTRONICO PER LA RIPARAZIONE DEI RICEVITORI A TRANSISTOR

L'articolo che stiamo per descrivere, indica il metodo generale di riparazione dei ricevitori a transistor e descrive l'impiego del voltmetro elettronico come strumento che ne facilita la riparazione.

Il voltmetro elettronico, la cui resistenza d'ingresso è più grande di quella di un analizzatore universale classico, è molto utile per la riparazione dei ricevitori a transistor dove sia necessario misurare delle tensioni molto basse. Se i principi generali di riparazione restano validi, il metodo di funzionamento è diverso da quello dei ricevitori a valvole.

Il metodo del signal tracing

Il metodo di riparazione dinamico, che consiste nell'applicare un segnale all'ingresso dei diversi stadi del ricevitore e nel seguire questo segnale che deve essere trasformato o amplificato partendo dall'antenna fino all'altoparlante, è applicabile con successo in questo tipo di lavoro. La fig. 1, che mostra i diversi stadi di un ricevitore classico a transistor, schematizza il metodo da seguire. I segnali di un generatore BF o RF, secondo lo stadio considerato, sono applicati ai punti 1 e 8. È facile trovare lo stadio difettoso all'uscita del quale il segnale non è amplificato o deformato. Il signal tracer è costituito da un amplificatore sensibile comprendente un altoparlante incorporato che permette un controllo auditivo di una eventuale distorsione.

Quando si vogliono effettuare delle misure quantitative e confrontare dei guadagni, è sufficiente applicare le tensioni BF di uscita del signal tracer a un voltmetro in alternata commutato sulla sensibilità voluta. Le tensioni possono essere prelevate sul primario del trasformatore di uscita dell'altoparlante (alta impedenza) o sul secondario (bassa impedenza). Il metodo semplificato, utilizzato sui ricevitori a valvole, e consistente nel toccare con un oggetto metallico le griglie dei diversi tubi per vedere se l'altoparlante risponde o nel cortocircuitare queste griglie a massa, costituisce una specie di signal tracing. Questo metodo era molto rapido quando le griglie dei vecchi tubi erano collegate al cappuccio delle valvole ed erano così facilmente accessibili e si era

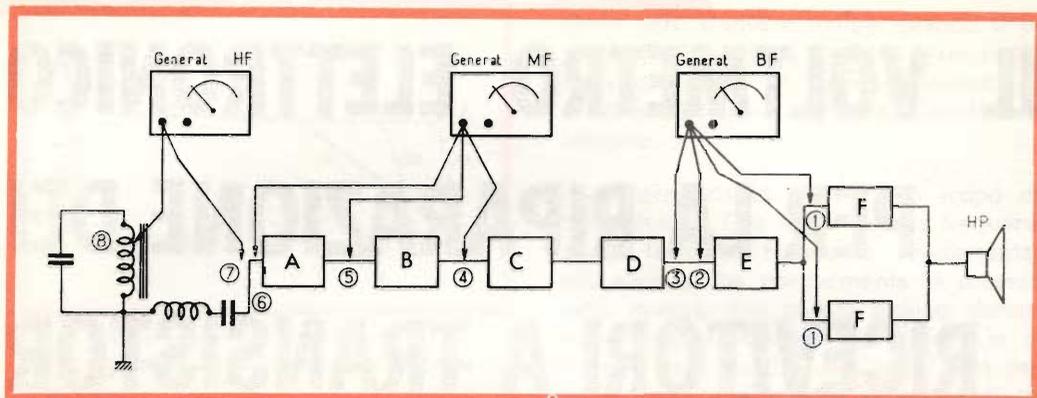



Fig. 1 - Metodo di ricerca dei guasti sui differenti stadi di un ricevitore. A = oscillatore-miscelatore; B = 1° amplificatore F.I.; C = 2° amplificatore F.I.; D = rivelatore; E = preamplificatore B.F.; F = stadi di uscita.

in grado di trovare facilmente uno stadio difettoso nel caso di un guasto semplice.

Nel caso di un ricevitore a transistor, le impedenze dei circuiti sono troppo basse per applicare un simile metodo. Collegando la base di ciascun transistor al suo emettitore, si modifica la corrente di collettore e si può ottenere un rumore nell'altoparlante. Tuttavia, i collegamenti da realizzare sono meno semplici che nel caso precedente e non permettono un lavoro rapido. In queste condizioni si ricorre al generatore RF o BF e al signal tracer per localizzare gli stadi difettosi.

Quando un voltmetro elettronico viene commutato sulla sua funzione ohmmetro, se si tocca con l'aiuto di un puntale la base di un transistor, si constata un rumore nell'altoparlante: la pila dell'ohmmetro modifica la polarizzazione nel senso diretto del transistor, questo provoca un impulso breve nel circuito di collettore. Un impiego simile dell'ohmmetro è esaminato più in la Questo metodo non comporta alcun rischio per i transistor, essendo la pila dell'ohmmetro di tensione bassa, in particolare, se si commuta l'ohmmetro su una sensibilità elevata.

La fig. 2 mostra lo schema classico di un voltmetro elettronico con montaggio a ponte, commutato sulla posizione ohmmetro. Il microamperometro di misura è montato fra i due catodi dei due triodi e quando è squilibrato dalle correnti anodiche in seguito all'applicazione di una tensione negativa su una delle griglie, l'apparecchio di misura è attraversato da una corrente, i due catodi non sono più allo stesso potenziale.

Se si collegano i punti di contatto dell'ohmmetro della fig. 2 ai capi di un circuito, la tensione della pila incorporata da 1,5 V, si ripartisce fra il circuito esterno e le resistenze del commutatore di gamma. Le impedenze e le resistenze di un circuito a transistor sono basse, la resistenza di 10 kΩ in serie con la pila sulla sensibilità R x 1000 dell'ohmmetro ha per effetto di non applicare che una bassa frazione della tensione della pila sul transistor in prova.

Si noterà che il polo negativo della pila da 1,5 V è collegato al telaio dell'ohmmetro. Dunque si applica una leggera tensione positiva al circuito in esame. Questa tensione modifica le condizioni normali di funzionamento dello stadio permettendo eventualmente di localizzare l'anomalia.

Niente ci impedisce, ben inteso, di utilizzare il voltmetro elettronico nel modo classico per la misura delle diverse tensioni quando il ricevitore è a riposo o per

la verifica dei valori delle resistenze. In quest'ultimo caso è spesso necessario scollegare la resistenza del transistor associato in quanto falserebbe le misure.

Prove preliminari

Il voltmetro elettronico è utilizzato per misurare la tensione della pila, quando il ricevitore è sotto tensione. Se la tensione delle pile non è inferiore al 20% della tensione nominale, si possono conservare per le prove seguenti prima di sostituirle. Se la tensione è troppo debole, è indispensabile la sostituzione.

È utile conoscere il consumo del ricevitore. Per far ciò è sufficiente inserire una resistenza in serie da 10 Ω sull'alimentatore, polo negativo, per esempio, e di misurare con l'aiuto del voltmetro elettronico la caduta di tensione su questa resistenza quando il ricevitore è alimentato normalmente. Se la caduta di tensione è di 0,15 V, il consumo è di 15 mA, applicando la legge di Ohm.

Iniziare a misurare il consumo del ricevitore senza segnale e confrontare la cifra ottenuta con la cifra di consumo minimo indicato dal costruttore. La differenza non deve superare il 20%. Se il consumo è eccessivo, il ricevitore comporta un cortocircuito in uno dei suoi elementi o la corrente di collettore di uno dei transistor è troppo elevata. Questo caso di guasto è molto frequente sui transistor di uscita che hanno subito un accumulo termico e la cui corrente di collettore cresce in modo esagerato.

Se non si constata nessun cortocircuito, si cominci a togliere uno a uno i transistor e si verifichi la corrente. Prima di togliere il transistor dal suo supporto, si tolga sempre l'alimentazione.

Se si constata una brusca diminuzione della corrente quando un transistor viene eliminato, questo transistor è probabilmente difettoso e presenta una corrente di fuga collettore-emettitore. Si deve perciò sostituire il transistor. Se la corrente è sempre troppo elevata, misurare le tensioni di base e di emettitore.

Quando il ricevitore è equipaggiato di supporti per i transistor, si può toglierli facilmente. Se si tratta di un montaggio a circuito stampato, con transistor i cui col-

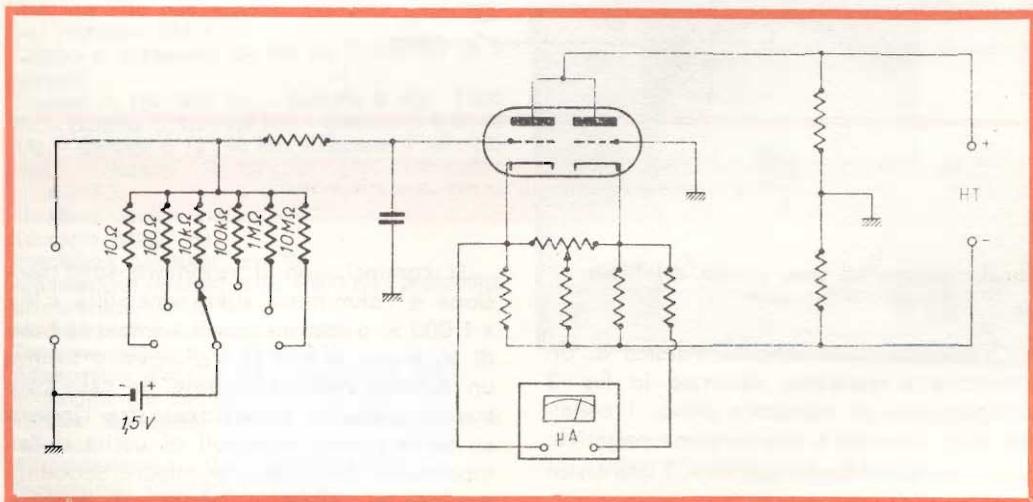



Fig. 2 - Schema di un voltmetro elettronico con montaggio a ponte nella posizione ohmmetro.

legamenti di uscita sono direttamente saldati, è necessario e sufficiente dissaldare il collegamento del collettore. Con l'aiuto di una lametta, si può tagliare il collegamento sul circuito stampato collegato al collettore. Questo collegamento viene in seguito ristabilito effettuando una saldatura. Così facendo, si rischia meno di danneggiare il transistor che dissaldando il collegamento del collettore dal circuito stampato. Nel caso di una alimentazione e di un consumo normale, è necessario ricercare lo stadio difettoso.

gativo (telaio) dell'ohmmetro di fig. 2 al telaio del ricevitore e se si tocca con il puntale la base di un transistor, si applica una tensione positiva che diminuisce la polarizzazione in senso diretto. Ne risulta una brusca variazione della corrente di collettore. Per aumentare la polarizzazione di senso diretto applicata alla base, è necessario invertire i collegamenti dell'ohmmetro. Se il ricevitore non è montato su telaio, il punto di massa sarà l'estremità positiva della pila o il telaio del condensatore variabile.

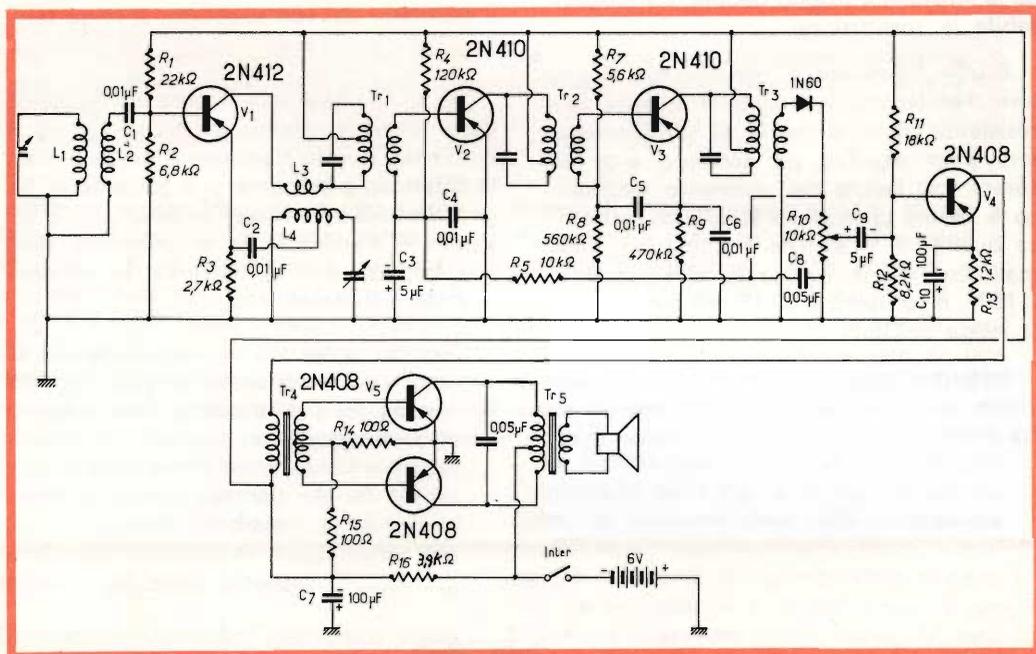



Fig. 3 - Schema classico di un ricevitore a transistor.

Localizzazione di uno stadio difettoso

Consideriamo lo schema classico di un ricevitore a transistor riportato in fig. 3 equipaggiato di transistor p-n-p. I collettori sono riportati a una tensione negativa. Se la tensione fosse positiva, i transistor sarebbero del tipo n-p-n.

Nel caso di transistor p-n-p come quelli del ricevitore di fig. 3 se si collega il ne-

Si cominci, con il ricevitore sotto tensione e l'ohmmetro sulla sensibilità « R x x 1.000 », a toccare con il puntale la base di V_5 e poi quella di V_6. Si deve sentire un rumore nell'altoparlante. In caso contrario, il guasto è localizzato tra l'ingresso dello stadio push-pull di uscita e l'altoparlante. Effettuare le misure seguenti: tensioni di collettore; verifica di cortocircuito di C_{11}; prova di continuità degli avvolgimenti primario e secondario del trasformatore di uscita TR_5.

MILANO - VIA VALLAZZE,78 - TEL. 23.63.815

Errepi ELECTRONIC

ANALIZZATORE mod. A.V.O. 40 k
47 PORTATE

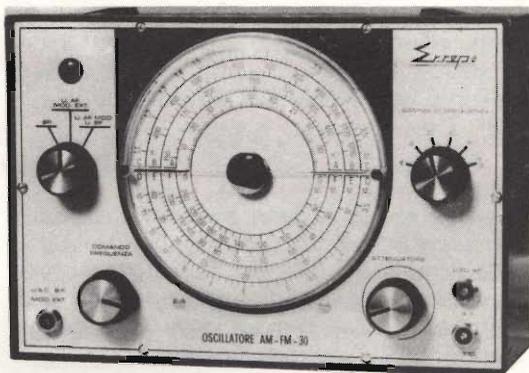
Sensibilità C.C. 40.000 Ω/V
V. cc. 250 mV 1/5/10/25/50/250/500/1.000 V
V. ca. 5 k Ω/V 5/10/25/50/250/500/1.000 V
cc. 25/500 μ 5/50/500 mA 1/5 A
Ω: da 0 a 100 MΩ in 5 portate con alimentazione a batterie da 1,5 e 15 V
Capacimetro: da 0 a 500.000 pF in 2 portate
Frequenziometro: da 0 a 500 Hz in 2 portate
Misuratore d'uscita:
5/10/25/50/250/500/1.000 V
Decibel: da — 10 dB a + 62 dB in 7 portate
Dimensioni: mm 127 x 87 x 35
Peso: g 350
COMPLETO DI ASTUCCIO-PUNTALI E MANUALE D'ISTRUZIONE

IL PIU' COMPLETO TRA GLI STRUMENTI AL PREZZO ECCEZIONALE DI L. 12.500

OSCILLATORE MODULATO AM - FM 30

Generatore modulato in ampiezza, particolarmente destinato all'allineamento di ricevitori AM, ma che può essere utilmente impiegato per ricevitori FM e TV.
Campo di frequenza da 150 Kc. a 260 Mc in 7 gamme.
Gamma A 150 : 400 Kc. - Gamma B 400 : 1.200 Kc. - Gamma C 1,1 : 3,8 Mc. - Gamma D 3,5 : 12 Mc. - Gamma E 12 : 40 Mc. - Gamma F 40 : 130 Mc. - Gamma G 80 : 260 Mc. (armonica campo F.).
Tensione uscita: circa 0,1 V (eccetto banda G).
Precisione taratura: ± 1 %.
Modulazione interna: circa 1.000 Hz - profondità di modulazione: 30 %.
Modulazione esterna: a volontà.
Tensione uscita B.F.: circa 4 V.
Attenuatore d'uscita R.F.: regolabile con continuità, più due uscite X 1 e 100.
Valvole impiegate: 12BH7 e raddrizzatore al selenio.
Alimentazione: in C.A. 125/160/220 V
Dimensioni: mm. 250 x 170 x 90.
Peso: Kg 2,3.

PREZZO NETTO L. 24.000

Altre produzioni **ERREPI**: **ANALIZZATORE PER ELETTRICISTI** mod. A.V.O. 1°
ANALIZZATORE ELECTRICAR per elettrauto
OSCILLATORE M. 30 AM/FM
SIGNAL LAUNCHER PER RADIO e TV
Strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile nella serie normale e nella serie Lux

Se lo stadio di uscita sembra rispondere correttamente, toccare con il puntale la base di V_4. L'assenza di rumore rende necessaria una verifica di questo stadio pilota: il transistor può essere difettoso, C_{10} può essere interrotto o il primario di TR_1 può essere interrotto. Verificare i valori di R_{11}, R_{12} e R_{13}. Se lo stadio pilota funziona normalmente, il rumore che si sente nell'altoparlante è più forte di quello della prova precedente.

Toccare poi la base di V_3 con il puntale. Si deve sentire un rumore leggermente inferiore. In caso contrario, verificare C_6, C_9,

Verifica dello stadio oscillatore

Se lo stadio V_1 risponde applicando il puntale e se il ricevitore è muto, si può sospettare un difetto nel circuito oscillatore. Per verificare questo, è necessario cortocircuitare il circuito accordato dell'oscillatore (lamine fisse del condensatore oscillatore) misurando la tensione di emettitore di V_1. Una modifica delle tensioni di emettitore indica che l'oscillatore funzionava prima del cortocircuito. La variazione di tensione è debole. Si può anche misurare la tensione di oscillazione se il voltmetro elettronico ha una sensibilità suf-

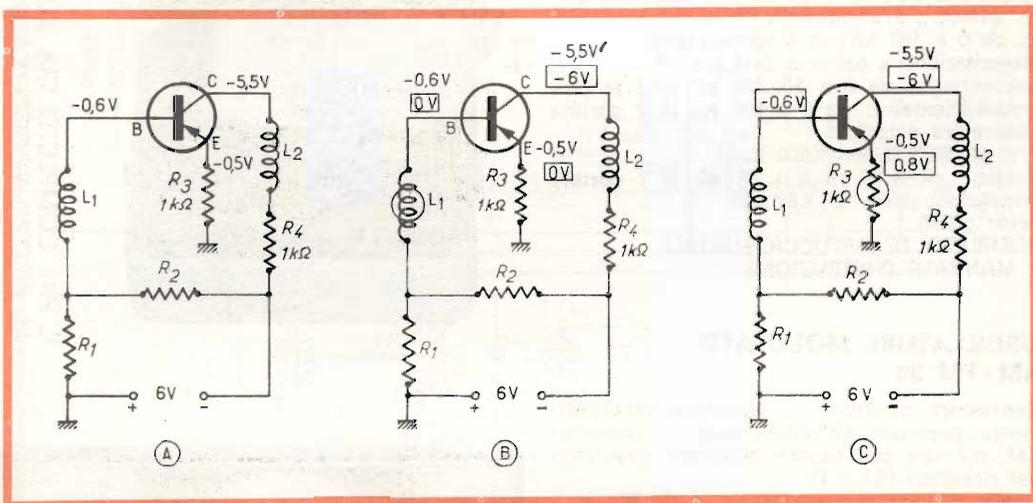



Fig. 4 - Esempi delle tensioni applicate su uno stadio. A = tensioni normali; B = tensioni risultanti con il circuito di base aperto; C = tensioni risultanti con il circuito di emettitore aperto.

TR_3, il diodo, C_8, R_7, R_8, R_9 o il transistor difettoso. Se lo stadio risponde, toccare la base di V_2; il rumore deve essere più forte di quello dello stadio precedente. Applicare infine il puntale sulla base di V_1. Misurare la tensione di collettore di questo transistor se non si ottiene nessuna risposta. In caso contrario, il collegamento è assicurato da questo punto all'uscita. Verificare la tensione di emettitore. Se questa tensione è normale, lo è anche la corrente di collettore di V_1.

ficiente. La tensione RF di oscillazione misurata toccando con l'aiuto di un puntale RF le lamine fisse della sezione oscillatrice del condensatore variabile è dell'ordine di 2 V. Se la risposta in frequenza del voltmetro non permette una simile misura, si utilizzi una sonda RF o un oscilloscopio.

Nel caso di un funzionamento corretto dell'oscillatore, provare la continuità del circuito e verificare se il circuito d'accordo RF del condensatore variabile non è in cortocircuito.

Se non si hanno delle oscillazioni, si deve verificare che non siano interrotti i seguenti elementi, C_1, C_2, L_2, L_3, L_4 o in cortocircuito il circuito oscillatore del condensatore variabile. Prima di sostituire V_1 verificare la qualità delle saldature del circuito oscillatore.

Misura delle tensioni sugli elettrodi dei transistor

Dopo aver rilevato lo stadio sospetto secondo il metodo precisato si dispone di più mezzi di verifica. Uno di essi è basato sul fatto che la base, l'emettitore e il collettore sono portati a tre rispettive tensioni i cui valori sono noti approssimativamente e le modifiche di queste tensioni permettono di effettuare alcune deduzioni. La fig. 4A mostra per esempio le tensioni normali applicate sullo stadio. La polarizzazione base-emettitore nel senso diretto è di 0,1 V. Questa polarizzazione che comanda le correnti di emettitore e di collettore determina le tensioni di emettitore e di collettore. Secondo la lettura delle tensioni, si può dunque determinare l'elemento difettoso.

Circuito di base aperto

Questo è il caso della fig. 4B. Siccome la resistenza interna base-emettitore del transistor è bassa, la base è portata al potenziale dell'emettitore. Essendo poi soppressa la polarizzazione, non si ha corrente di emettitore o collettore attraverso R_3 o R_4.

Le tensioni sono allora quelle che sono all'interno del rettangolo della fig. 4B. Si noterà, che è indispensabile utilizzare un voltmetro con una elevata resistenza interna (voltmetro elettronico), nel caso di una misura della tensione base-massa con l'aiuto di un voltmetro con resistenza molto bassa, il carico del voltmetro può ristabilire le condizioni normali di funzionamento malgrado la base a circuito aperto e il guasto può passare inosservato.

Circuito di emettitore aperto

Questo è il caso della fig. 4 C. La corrente di collettore non può circolare, non si ha caduta di tensione ai capi di R_4 e la tensione di collettore è uguale a quella della pila ossia — 6 V. La tensione di emettitore è dell'ordine di — 0,8 V. Praticamente si constata dunque una tensione di collettore anormale e una diminuzione della polarizzazione base-emettitore.

Circuito di collettore aperto

Questo è il caso della fig. 5A. Non si ha corrente di collettore. La debole corrente di base, che attraversa l'emettitore mantiene una bassa differenza del potenziale fra le estremità della resistenza di emettitore R_3 (— 0,2 V). Si noterà che la polarizzazione di base in senso diretto è sempre applicata, benchè le tensioni non siano più normali. La diagnosi è data da una tensione di collettore anormalmente elevata e da una tensione di emettitore anormalmente bassa.

Circuito di base aperto nel transistor

Un difetto nel transistor stesso può anche modificare le tensioni degli elettrodi. Per esempio, se la base è interamente interrotta (fig. 5B), la polarizzazione soppressa provoca una diminuzione della corrente di collettore.

L'assenza della corrente normale attraverso R_3 e R_4 riduce la tensione ai capi di queste resistenze in modo tale che la tensione di emettitore è vicina allo zero e che la tensione di collettore cresce fino a un valore vicino a quello della pila di alimentazione. Si noterà tuttavia che la tensione di base misurata esternamente al transistor non è normale (— 0,8 V), ciò che la differenzia da quella della fig. 4 B con circuito esterno di base aperto. Una verifica del transistor con l'ohmmetro, secondo un metodo che esporremo in un secondo tempo, è allora da consigliare.

Fuga di un transistor

Una fuga eccessiva si produce talvolta fra l'emettitore e il collettore (fig. 5 C). Una

corrente collettore-emettitore più forte produce una caduta di tensione ai capi di R_3 maggiore alla normale e la tensione di emettitore è di conseguenza elevata. La tensione di emettitore è più elevata, vale a dire, più negativa nel caso di un transistor p-n-p, di quella di base. Il transistor è dunque portato all'interdizione e lo stadio non amplifica. La fuga mantiene una corrente di collettore I_c elevata e si traduce in una tensione di collettore anormalmente bassa quando il montaggio comporta una resistenza serie R_4 nel circuito di l'emettitore e il collettore sono corrette.

2) Una tensione di base che si differenzia notevolmente dalla tensione normale di base, deve far pensare a un difetto nel circuito associato a questa base.

3) Un circuito di emettitore aperto provoca la soppressione della polarizzazione nel senso diretto fra emettitore e base.

4) Un circuito di collettore aperto porta l'emettitore e il collettore alla stessa tensione.

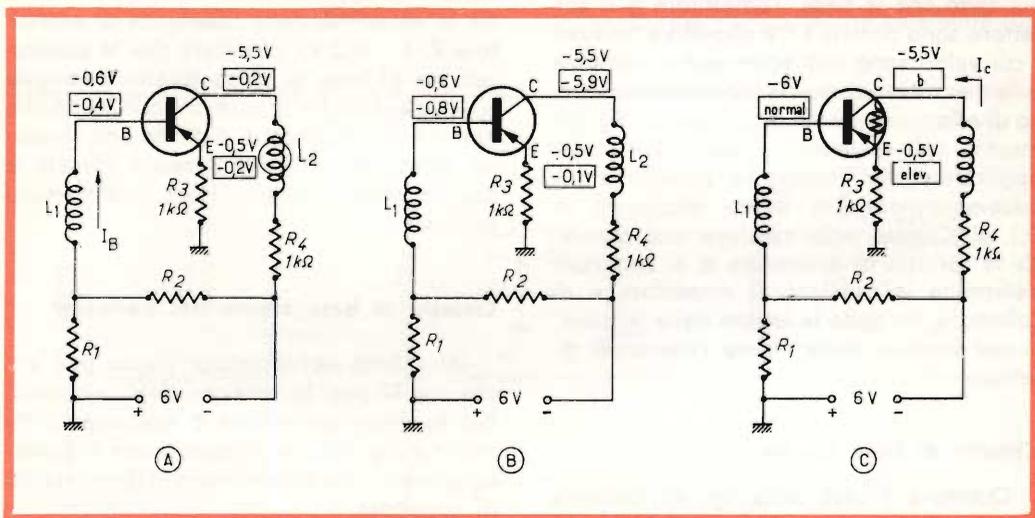



Fig. 5 - Esempi delle tensioni applicate ai capi di un transistor. A = tensioni risultanti con il circuito di collettore aperto; B = tensioni risultanti con il circuito di base aperto all'interno del transistor stesso; C = tensioni risultanti quando vi è una fuga tra l'emettitore e il collettore del transistor (b = bassa).

collettore. Le tensioni che si possono rilevare dipendono dal valore della resistenza di fuga.

Può essere difficile ricordarsi delle diverse tensioni degli elettrodi secondo la anomalia del circuito o del transistor. Le regole essenziali enumerate qui sotto devono essere ricordate nel caso della misura delle tensioni sugli elettrodi dei transistor.

1) Verificare se la polarità e la differenza delle tensioni applicate sulla base,

5) Un transistor che presenta una corrente di fuga collettore-emettitore, provoca una corrente di collettore anormalmente elevata e può diminuire o invertire la polarizzazione in senso diretto fra emettitore e base.

Prova dei transistor

Esistono numerosi tipi di provatransistor. Questi apparecchi hanno delle possibilità diverse ed è possibile che certi transistor verificati e riconosciuti difettosi possano

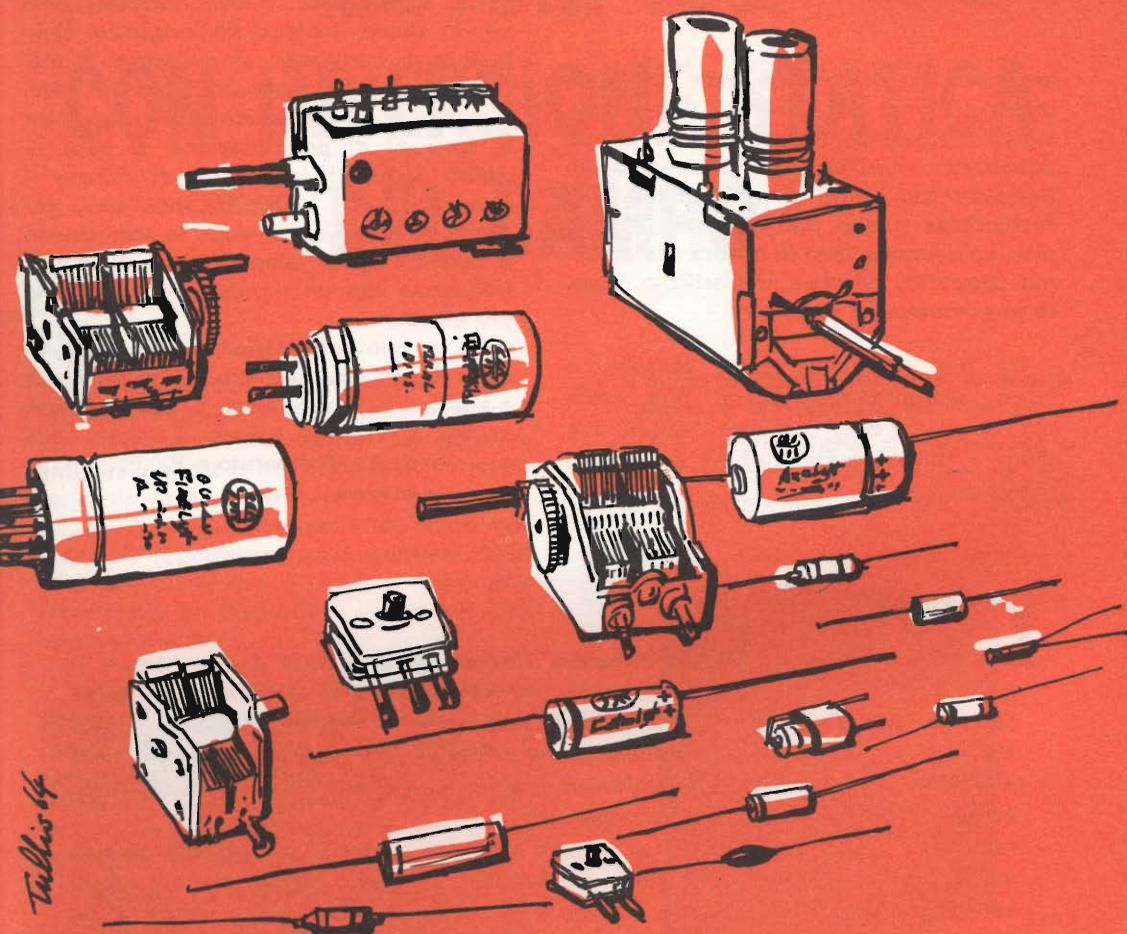
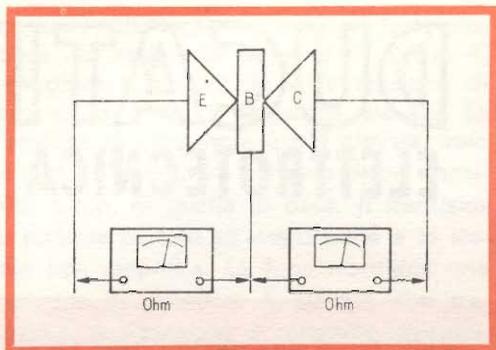



Fig. 6 - Metodi di prova di un transistor, considerato per maggior semplicità come due diodi uniti insieme.

ancora funzionare. Praticamente, si fa una prova dinamica dei transistor su un montaggio procedendo alla sostituzione. Si può ugualmente verificare semplicemente un transistor con l'aiuto di un ohmmetro, all'occorrenza quello del voltmetro elettronico, solo apparecchio di misura che abbiamo supposto, all'inizio dell'articolo, essere in possesso del riparatore.

Un transistor può essere considerato molto semplicemente come due diodi (fig. 6) con la base comune a questi due diodi: il diodo emettitore-base e il diodo collettore-base.

Per ciascun diodo, si deve misurare con l'ohmmetro una resistenza più bassa per un certo collegamento dei punti di contatto, che per il collegamento inverso (polarità applicata corrispondente o no al senso di conduzione).

Sostituzione dei transistor

Se non si possiedono i tipi esatti di transistor, si può, in caso di sostituzione, sostituirli con tipi aventi caratteristiche quasi uguali. Le tensioni massime non devono però essere superate. È necessario, d'altra parte, scegliere un nuovo transistor noto per lo stesso impiego dell'originale: cambiatore di frequenza, amplificatore di media frequenza, preamplificatore BF, ecc.

In certi casi può essere utile modificare le tensioni di polarizzazione di base rispetto all'emettitore alfine di ridurre il guadagno. Una sintonizzazione può, per esempio, manifestarsi dopo la sostituzione di un transistor amplificatore di media frequenza con un transistor di guadagno più elevato.

Se un nuovo transistor miscelatore si rifiuta di oscillare nel caso di un transistor p-n-p come il miscelatore V_1 dello schema di fig. 3, bisogna ridurre il valore della sua resistenza di emettitore R_3.

(Da « Le Haut-Parleur » 6610) Δ

L'industria elettronica americana sembra attraversare un periodo di crisi, dovuto in parte alla sovraproduzione, in parte al rinnovamento tecnologico persino troppo rapido, che non consente adeguati ammortamenti delle linee di produzione appena create. Nel mese di gennaio la Texas Instruments ha riscontrato una notevole diminuzione nelle ordinazioni ed è stata costretta a rallentare la produzione di tutti i tipi di semiconduttori, esclusi i nuovi componenti a circuito integrato.

La General Electric, in seguito ad un notevole calo nelle vendite di prodotti finiti, specialmente televisori a colori e lavastoviglie automatici, ha dovuto ridimensionare i reparti addetti alla produzione di questi prodotti, e di conseguenza anche la costruzione dei singoli componenti.

Queste situazioni, cui sono soggette anche altre industrie, si ripercuote in maniera negativa sul numero del personale impiegato.

Gli stessi esperti americani prevedono tuttavia che la crisi sarà momentanea e non toccherà minimamente le industrie europee del settore, le quali anzi stanno attraversando un periodo di netta espansione.

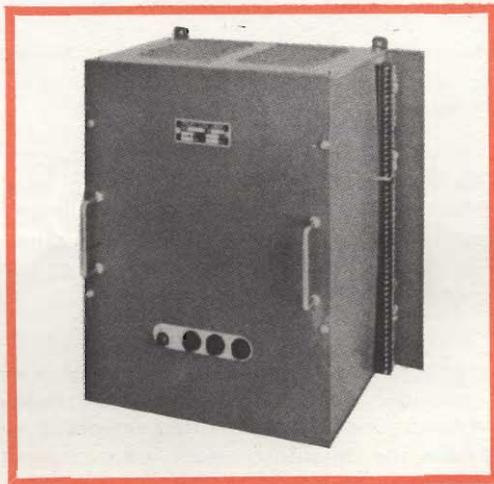
IL REGOLATORE AC-DR-I3

PER L'AZIONAMENTO DI MOTORI C.C. CON INVERSIONE STATICA DEL CAMPO

L'azionamento di un motore c.c. con frenatura a recupero ed inversione di marcia, oltre che col sistema dei due ponti in antiparallelo per la regolazione e l'inversione della tensione d'armatura (regolatore AC-DR-B3), può essere realizzato anche mediante la regolazione unidirezionale della armatura (come con il regolatore tipo AC-DR-R3), più un dispositivo statico per l'inversione di campo.

Il Lacep, Laboratorio Applicazioni Componenti Elettronici Professionali della Philips S.p.A., allo scopo di completare la gamma dei regolatori per l'azionamento di motori c.c. ha sviluppato il regolatore AC-DR-I3 che, operando sull'armatura e sul campo del motore, consente appunto di:

a) regolare la velocità di rotazione dal massimo in un senso al massimo nell'altro senso;
b) frenare, con recupero in rete dell'energia induttiva e meccanica, quando si impone una decelerazione (e quindi anche una inversione di marcia);
c) invertire il senso di marcia;
d) limitare la coppia massima di accelerazione e di frenatura nei due sensi.

Date le caratteristiche di reversibilità e di frenatura con recupero, il sistema AC-DR-I3 può essere applicato nelle macchine

Regolatore AC-DR-I3

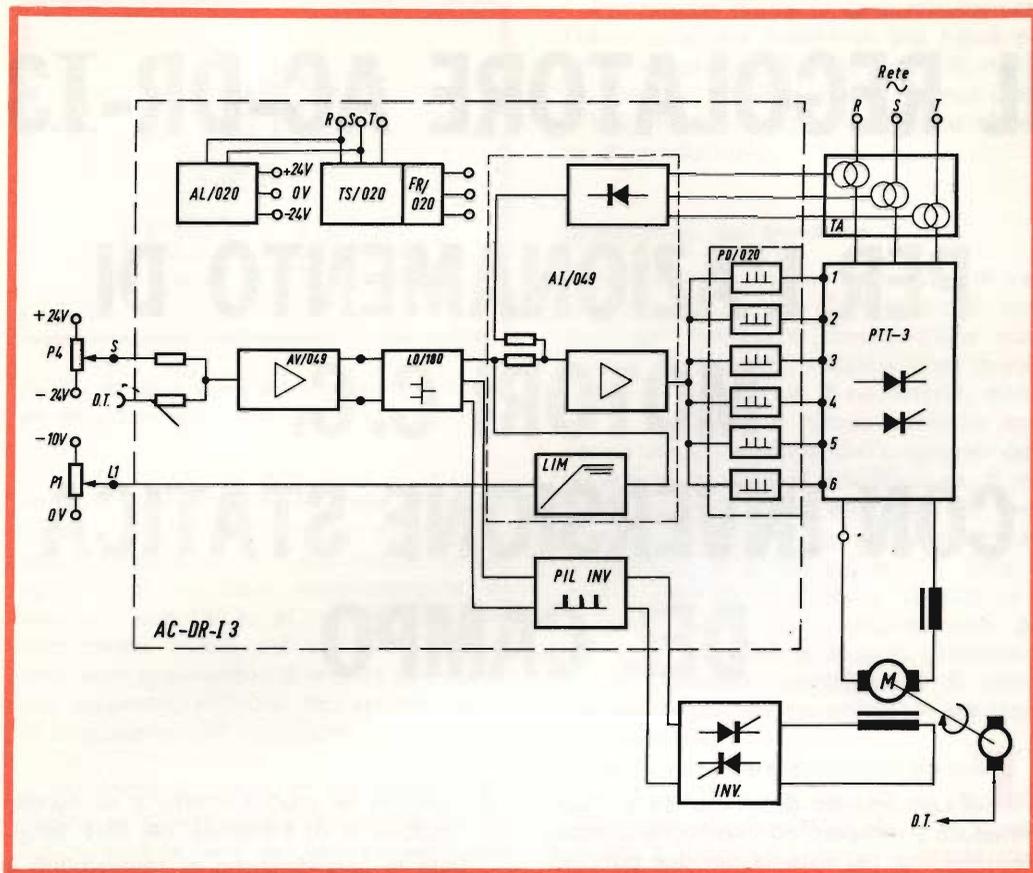



Fig. 1 - AC-DR-13, schema funzionale.

operatrici a inversione di marcia rapida come piallatrici, strozzatrici, rettifiche, elevatori ecc.

Il tempo di inversione del commutatore elettronico di campo è dell'ordine del millesimo di secondo, il tempo di ristabilimento del campo ovviamente è molto più grande perché dipende dall'induttanza dell'avvolgimento d'eccitazione.

Una applicazione particolare, che sfrutta solo la frenatura con recupero (e non l'inversione), è il comando di un motore svolgitore dove la grandezza asservita è la tensione del filo o nastro da svolgere.

Rispetto al sistema AC-DR-B3 questo sistema ha lo svantaggio di un maggior tempo di risposta (dovuto al tempo di ristabilimento del campo), ma il vantaggio di un minor costo in quanto il circuito di campo sul quale si opera l'inversione è di potenza minore di quello d'armatura.

DESCRIZIONE

Il ponte PTT-3 (fig. 1) a 6 SCR fornisce la tensione d'armatura del motore.

L'inversore di campo (**INV**) provvede ad alimentare il campo del motore.

La tensione d'armatura, e quindi la velocità, è regolata mediante gli sfasatori PD/020. La reazione di velocità (tensione DT), viene confrontata con una tensione di riferimento, variabile con continuità da +24 V a — 24 V mediante il potenziometro P_4. Con tale gamma di variazione della

tensione di riferimento la velocità passa dal massimo valore in un senso di rotazione, al massimo valore nell'altro senso.

Il segnale di confronto (errore di velocità) viene amplificato in AV/049.

L'errore di velocità amplificato passa attraverso il circuito logico LO/180 e viene inviato al regolatore AI/049 dove viene confrontato col segnale di reazione di corrente prelevato dai TA e opportunamente raddrizzato.

Ciò si verifica però solo se tale segnale è inferiore al segnale di « limitazione » di corrente fornito dal limitatore **LIM** e preimpostato mediante il potenziometro P_1.

In caso contrario il segnale di reazione di corrente viene confrontato con il segnale del limitatore **LIM** anziché con l'errore di velocità amplificato.

In tutti e due i casi il segnale risultante dal confronto (errore di corrente) viene amplificato e inviato ai PD/020 per la regolazione degli SCR del ponte.

Le uscite di AV-049 danno anche il criterio per l'inversione di campo in quanto, alla richiesta di accelerazione e di decelerazione (oppure di variazione del senso di marcia del motore) mediante P_4, si ha una inversione di segnale sulle due uscite stesse. Il circuito LO/180 smista questi due segnali verso il regolatore di corrente (AI/049) e verso il pilota dell'inversore di campo (PIL. INV) dando a quest'ultimo un segnale od il suo contrario a seconda che si vuole accelerare o decelerare.

L'inversore (INV) provvede a invertire la polarità del campo ogni volta che le uscite di AV/049 si invertono. È evidente quindi che ogni volta che si vuole passare dalla velocità V_1 alla velocità $V_2 < V_1$ si ha una prima inversione durante la decelerazione, quindi la frenatura, e infine una successiva reinversione per la marcia alla nuova velocità di regime V_2.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEL REGOLATORE

Alimentazione: trifase 220/380 V ± 20 per cento 50 Hz ± 5%.

Ingresso per il comando (S): — 24 V ÷ + 24 V (tensione di riferimento interna)

Ingresso di reazione (**DT**): — 24 V ÷ + 24 V

Ingresso di limitazione (L_1): 0 ÷ — 10 V (tensione interna)

Uscite per comando ponte (**PTT3**): 6 coppie di impulsi sfasabili fra 0° e 180°, su 6 uscite indipendenti.

CARATTERISTICHE DI UN SISTEMA REALIZZATO CON AC-DR-13

Tensione d'uscita del ponte PTT3: regolabile da zero al massimo con continuità.

Stabilizzazione della velocità: ± 1% per variazioni di rete del ± 20% e del carico dal — 100% a zero e dal + 100% a zero (a seconda che il motore lavora come dinamo o come carico).

Corrente d'uscita del ponte PTT3: limitabile da zero al massimo con continuità.

Stabilizzazione di corrente: ± 3 % al variare della rete del ± 20% e del carico dal valore nominale fino al corto circuito.

*

L'OSCILLOSCOPIO
PRINCIPI GENERALI

Parte III

Continuiamo nella nostra panoramica sui principali concetti dell'elettronica, presentando il principio di funzionamento e la composizione di un tubo a raggi catodici.

Esistono due categorie principali di oscilloscopi: quelli a deviazione elettrostatica e quelli a deviazione magnetica del fascio elettronico. Questa distinzione non è assoluta. È possibile realizzare degli oscilloscopi misti a deviazione elettrostatica e a deviazione magnetica.

Non preoccupandoci della deviazione del fascetto, si può considerare che tutti i tubi a raggi catodici hanno circa la stessa costituzione e lo stesso principio di funzionamento.

La fig. 1 mostra la costituzione di un tubo a raggi catodici che non può ancora essere chiamato « oscilloscopio » in quanto la deviazione del fascetto, vale a dire il movimento « oscillante » del fascetto non è ancora studiato. Il tubo a raggi catodici comprende un involucro in vetro la cui forma è generalmente quella di un tubo cilindrico (chiamato « collo » del tubo) seguita da un « cono » la cui faccia anteriore è a forma circolare. Nelle realizzazioni moderne dei tubi a raggi catodici, la faccia davanti è spesso rettangolare e la parte conica ha la forma di una piramide arrotondata. Il « cannone » che sarà descritto in seguito è il generatore di elettroni. Questi sono proiettati verso la faccia opposta del cono, chiamata schermo.

L'insieme degli elettroni uscenti dal cannone elettronico, secondo una traiettoria, si chiama fascetto catodico. In assenza di ogni deviazione il fascetto è rettilineo e viene a colpire la superficie interna della faccia anteriore del cono. La superficie interna è costituita da un prodotto chimico fluorescente chiamato « fosforo » che si illumina nel punto di contatto, vale a dire nel punto dove il fascetto colpisce il « fosforo ». Il punto luminoso si chiama « spot »; esso è visibile sulla faccia anteriore del cono a causa della trasparenza del vetro.

Il tubo a raggi catodici comprende così i collegamenti elettrici degli elettrodi del cannone verso i piedini esterni dello zoccolo, che viene collegato alle sorgenti di

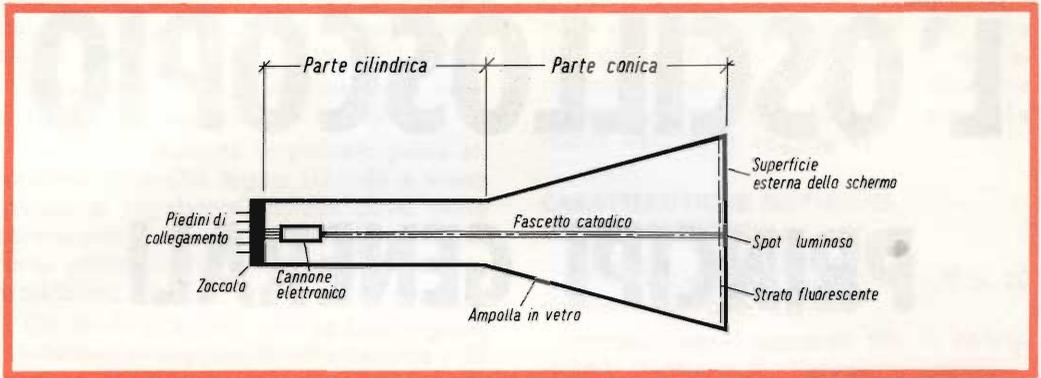



Fig. 1 - Composizione di un tubo a raggi catodici.

alimentazione e a quelle dei segnali. I tubi a raggi catodici sono generalmente a vuoto.

Cannone elettronico

È basato sul principio della valvola a diversi elettrodi (triodo, tetrodo, pentodo, ecc.), ma la forma degli elettrodi è particolare in modo da poter ottenere il fascetto elettronico.

La fig. 2 dà un esempio di cannone elettronico di un tubo a raggi catodici. Un filamento, riscaldato elettricamente, porta il catodo alla temperatura conveniente che gli permette di emettere degli elettroni. Questi passano dal cilindro di Wehnelt, o griglia n. 1 del cannone, come viene chiamata normalmente. Il potenziale continuo di questo elettrodo è sempre negativo rispetto a quello del catodo, per esempio da zero a — 70 V.

Il fascetto elettronico è composto di elettroni, dunque di particelle negative di elettricità; la griglia n. 1 è negativa rispetto al catodo. Una certa concentrazione del fascetto è esercitata dalla griglia n. 1, ma la sua funzione principale sarà indicata più in là. Il fascetto passa poi attraverso due « anodi », il primo detto anodo di concentrazione (o griglia n. 2) è portato a una certa tensione continua positiva rispetto al catodo, per esempio + 1000 V.

La velocità degli elettroni è aumentata, ossia, il movimento degli elettroni è accelerato, da qui il nome di elettrodo acceleratore.

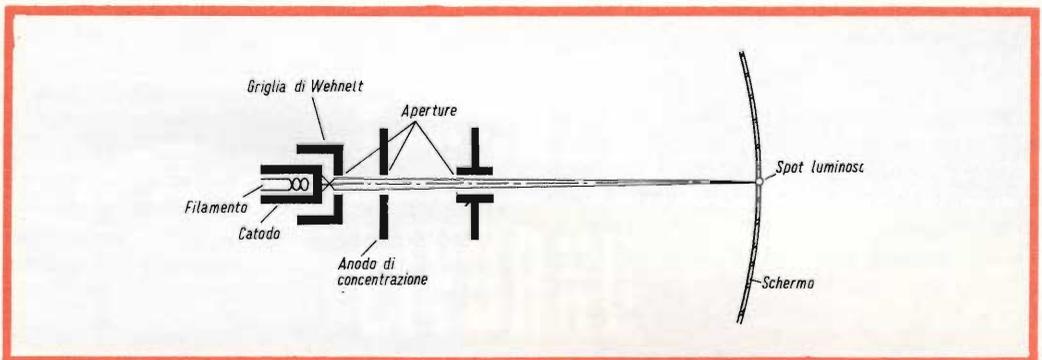



Fig. 2 - Composizione degli elettrodi di un tubo a raggi catodici.

In numerosi tubi questo elettrodo è l'ultimo del cannone; negli altri, si ha ancora un elettrodo detto anodo finale che porta a una tensione ancora più elevata, accelerando ancora di più gli elettroni.

L'insieme degli elettrodi, escluso il catodo, costituisce un dispositivo elettronico che crea, grazie ai valori convenienti dei loro potenziali, dei campi elettrostatici equivalenti a delle lenti ottiche, esse vengono chiamate « lenti elettroniche ».

Praticamente, gli elettrodi hanno ciascuno una funzione preponderante. La variazione di tensione della griglia n. 1 agisce sulla corrente del fascetto, ossia sulla luminosità dello spot (punto luminoso prodotto dal fascetto di elettroni).

La variazione di tensione dell'anodo n. 1 (o griglia n. 2) agisce sulla concentrazione vale a dire sul diametro dello spot. La tensione più elevata è quella dell'anodo finale. Più questa tensione è alta più è possibile ottenere una luminosità maggiore e una migliore concentrazione dello spot.

Un altro metodo di concentrazione del fascetto elettronico è la concentrazione magnetica.

Si realizza con l'aiuto di una bobina infilata sul collo del tubo e attraversata da una corrente continua che produce un campo magnetico in cui le linee di forza

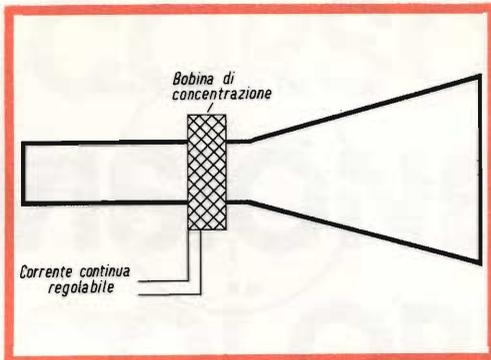



Fig. 3 - Posizione della bobina di deflessione sul tubo a raggi catodici.

hanno la stessa direzione del fascetto (fig. 3). Per un certo valore di corrente, la concentrazione è la migliore; ossia, il diametro dello spot è più piccolo e con dei bordi più netti.

Deviazione elettrostatica

La deviazione elettrostatica del fascetto catodico si effettua con l'aiuto dei campi elettrici che si creano fra le due placche dette di deviazione.

Siccome la deviazione si deve effettuare secondo due sole direzioni perpendicolari, si avranno due coppie di placche di deviazione, dette di deviazione orizzontale e di deviazione verticale.

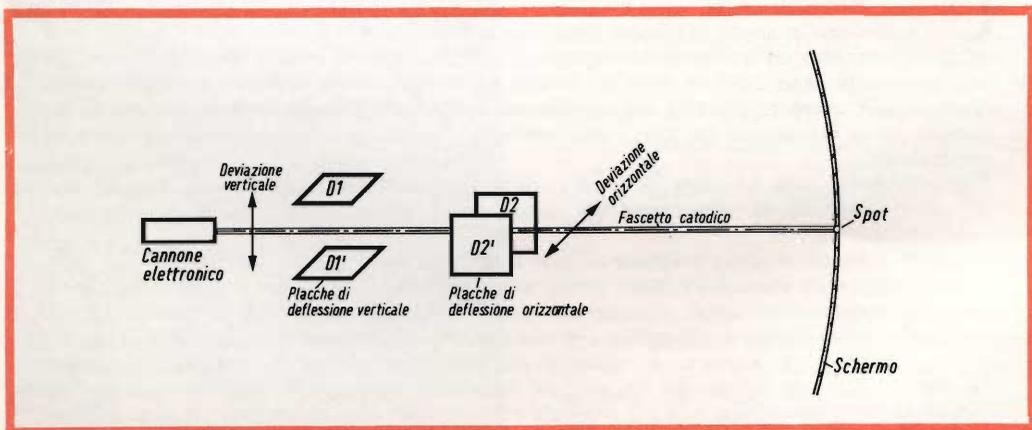



Fig. 4 - Elementi del tubo a raggi catodici che contribuiscono alla formazione dello spot luminoso sullo schermo e alla sua deviazione.

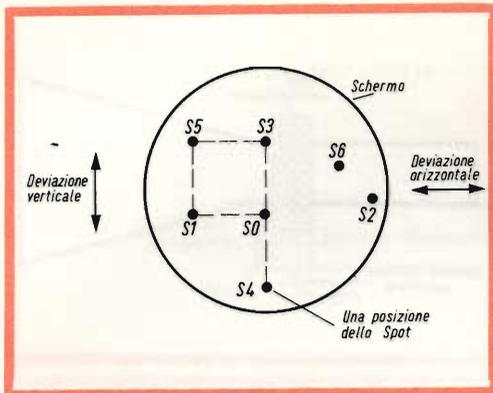



Fig. 5 - Deviazione dello spot sullo schermo.

La fig. 4 mostra gli elementi del tubo a raggi catodici, che chiameremo più comunemente oscilloscopio, che contribuiscono alla creazione di uno spot luminoso sullo schermo e che permettono la deviazione di questo spot con l'aiuto delle placche di deviazione. Il fascetto catodico uscito dal cannone passa fra le placche D_1 e D'_1 il cui piano è orizzontale, poi fra le placche D_2 e D'_2 il cui piano è verticale. Se si considera l'asse di simmetria dell'oscilloscopio, passante per il centro del cannone e il centro dello schermo, le placche di ciascuna coppia sono disposte simmetricamente da una parte e dall'altra di questo asse.

Sia + E la tensione positiva elevata alla quale è portato l'anodo finale del tubo catodico.

Colleghiamo al punto che fornisce la tensione + E, le due placche D_1 e D'_2.

I potenziali di queste due placche è allora uguale a + E, il fascetto composto di elettroni negativi sarà attirato dalle due placche secondo delle forze uguali e opposte, dunque non si produrrà nessuna deviazione.

Se, al contrario, si applica a una placca una tensione + E_1 superiore a + E, il fascetto sarà attirato (dunque deviato) verso questa placca.

Se la tensione + E_2 è inferiore a + E, il fascetto sarà attirato dalla placca la cui tensione è + E, superiore alla tensione + E_2 dall'altra placca. Se la tensione di una delle placche varia, l'angolo di deviazione varierà secondo la stessa legge.

Lo spot devia nello stesso modo sullo schermo (vedi fig. 5). Tutto quello che si è detto per le placche D_1 e D'_1 è valevole anche per D_2 e D'_2, ma con queste ultime due, la deviazione del fascetto avviene nel piano orizzontale mentre quella dello spot, secondo una deviazione orizzontale.

(Da « Le haut-parleur » 6611)

Un nuovo tipo di strato di fosforo rosso per la televisione a colori è stato lanciato dalla RCA in occasione della mostra-convegno dell'IEEE. Il vice Presidente della RCA Electronic Components and Devices, John B. Farese, ha dichiarato che il nuovo strato di fosforo realizza un incremento del 40% nel rendimento per il fosforo rosso rispetto agli strati precedenti ed un incremento del 38% nella luminosità rispetto ai migliori tubi del genere oggi sul mercato.
I nuovi schermi, oltre ad usare un fosforo rosso particolarmente trattato, sono ottenuti con un nuovo processo di deposizione dei fosfori rosso, blu e verde, processo denominato « Acqua-Flo ».
Inoltre si è riusciti a rendere eguale ad uno il rapporto delle correnti dei tre pennelli elettronici in modo da eliminare i difetti dovuti ad una diversità tra le correnti dei tre pennelli per i tre colori fondamentali. I nuovi tubi della RCA, che conservano la denominazione « Hi-Lite », hanno anche il dispositivo « Perma-Chrome » compensato rispetto alle variazioni di temperatura che migliora la nitidezza dell'immagine e fissa le tonalità dei colori. La gamma RCA era completata da altri sei nuovi tubi televisivi, studiati per applicazioni industriali, per l'insegnamento e per impieghi militari. I tubi comprendevano un tipo ortichon di lunga durata di vari diametri, un vidicon a 4000 linee, un tubo fotomoltiplicatore, ecc. La grande ditta americana presentava inoltre due nuovi amplificatori operazionali da 12 V (70 dB di guadagno), a circuiti lineari integrati ed una serie di transistori incapsulati in plastica con potenze d'uscita fino a 83 Watt.

5ª Parte - a cura di L. Cascianini

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

IL SEGNALE DI LUMINANZA

è il segnale che fa vedere i programmi della televisione a colori ai possessori dei televisori in bianco e nero.

Per formare questo segnale che rappresenta il punto di partenza per il progetto e il dimensionamento di tutti i circuiti della televisione a colori, ci si serve di una equazione della colorimetria in precedenza illustrata. Ciò rappresenta il « primo passo » per la conversione delle luci colorate in tensioni « colorate » o di colore. Una volta compreso come sia stato possibile ricavare mediante un semplice « circuito matrice », da tre tensioni indipendenti e corrispondenti ai tre colori primari scelti, una quarta tensione, uguale in tutto a quella fornita da una telecamera in bianco e nero, si sarà fatto un notevole passo avanti nella comprensione del meccanismo della televisione a colori. Con questa puntata si entra nel « cuore » della televisione a colori.

È ottima regola quando ci si accinge a studiare qualche cosa (specialmente in campo scientifico) fermarsi un poco e riconsiderare quanto in precedenza si è studiato. Scopo di questo corso di televisione è di riuscire a far comprendere al nostro lettore, il meccanismo della televisione a colori. È uno scopo ambizioso da parte nostra ma faremo di tutto per raggiungerlo.

Abbiamo illustrato nelle precedenti puntate le leggi che stanno alla base della riproduzione dei colori mediante l'impiego di tre soli colori, chiamati colori primari. *Questi colori sono il rosso, il verde e il blu. Dirigendo queste sorgenti colorate in un punto di uno schermo bianco e regolando opportunamente l'intensità luminosa di queste tre sorgenti è possibile riprodurre quasi tutti i colori esistenti in natura compreso il bianco. Non è sempre necessario che questi tre punti colorati (rosso, verde e blu) si sovrappongano perchè si verifichi il fenomeno della mescolazione additiva a cui*

abbiamo accennato prima. L'occhio ha l'impressione di vedere un nuovo colore anche se i punti luminosi delle tre sorgenti primarie sono molto piccoli e molto vicini l'uno all'altro. L'osservatore, posto ad una certa distanza, percepisce anche in questo secondo caso, il colore risultante dalla mescolazione additiva e quindi un nuovo colore. Abbiamo visto che il dispositivo usato per riprodurre un'immagine a colori (cinescopio a maschera forata) possiede uno schermo costituito da un gran numero di « triangolini equilateri » ai vertici dei quali si trovano tre « lampadine », che emettono rispettivamente luce rossa, verde e blu. Ognuna di queste « triadi » può quindi riprodurre qualsiasi colore. Basterà infatti regolare opportunamente l'intensità luminosa delle sue tre lampadine colorate. Quest'ultime non sono altro che i tre puntini dei tre tipi diversi di fosfori che noi ben conosciamo. Questi puntini colpiti dagli elettroni emettono una luce rispettivamente

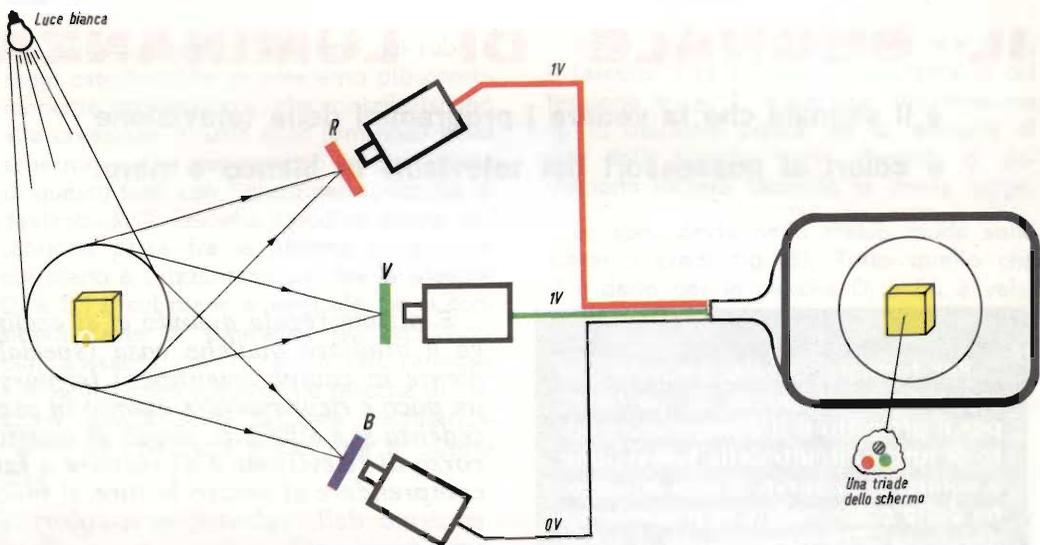



Fig. 44 - Come vengono formate le tensioni da applicare alle griglie dei tre cannoni del cinescopio a maschera. La luce bianca illumina nello studio un oggetto giallo. La superficie di questo oggetto assorbe tutti i colori contenuti nella luce bianca ad eccezione del giallo che viene riflesso e entra nei tre obbiettivi della telecamera. Sappiamo dalla colorimetria che il colore giallo è formato dai colori primari verde e rosso. In realtà la superficie dell'oggetto giallo rifletterà la componente verde e rossa della luce bianca della lampada. Tali componenti passeranno quindi per i filtri rosso e verde ma non potranno attraversare il filtro blu. Avremo quindi una tensione solo all'uscita dei tubi da ripresa del rosso e del verde. Questi segnali verranno amplificati e verranno applicati rispettivamente alla griglia controllo del cannone del rosso e del verde del cinescopio. **Questi « cannoni spareranno » gli elettroni sui punti di fosforo rispettivamente rosso e verde.** All'occhio dell'osservatore posto ad una certa distanza, arriveranno due eccitazioni rispettivamente verde e rossa, che provenendo da punti estremamente piccoli (puntini di una triade), si mescoleranno (mescolazione additiva) e nel centro ottico del cervello si avrà la percezione del giallo, come appunto si desiderava.

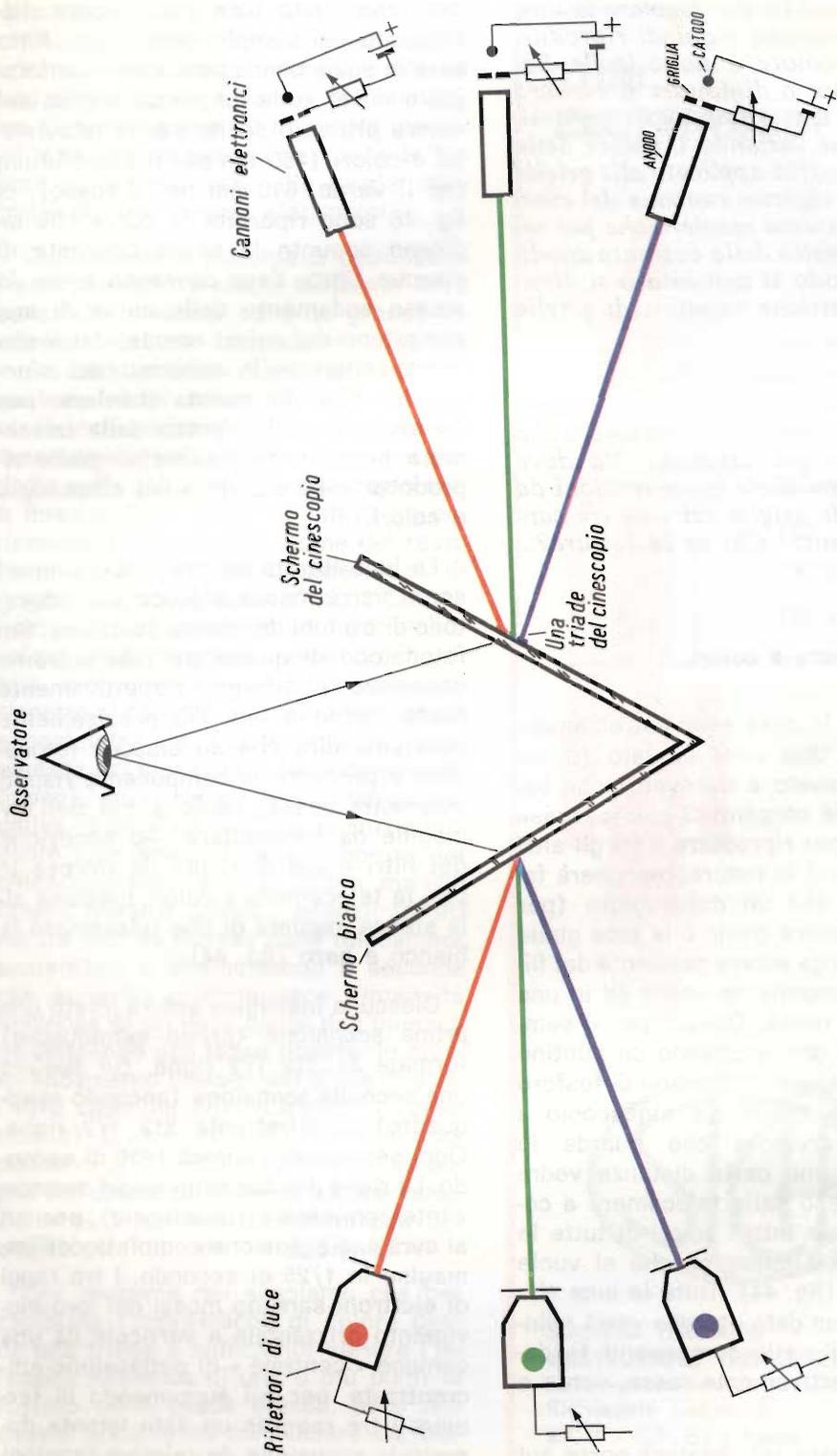



Fig. 45 - Con questa figura si vuole dimostrare che i tre puntini colorati di una triade di un cinescopio a colori producono sull'occhio dell'osservatore che si trova ad una certa distanza lo stesso effetto che producono i tre puntini colorati **sovrapposti** proiettati da tre riflettori. In entrambi i casi il nuovo colore si ottiene variando l'intensità luminosa delle tre sorgenti primarie. Nella figura la variazione è indicata con una freccia.

rossa, verde e blu. Per regolare la loro intensità luminosa, e quindi riprodurre qualsiasi colore, è molto facile. Basta aumentare o diminuire il numero di elettroni che colpiscono i puntini. Ciò si ottiene variando il valore della tensione negativa applicata alle griglie controllo di ciascun cannone del cinescopio, alla stessa maniera che per regolare l'intensità della corrente anodica di un triodo si aumenta o si diminuisce la tensione negativa di griglia (fig. 45).

Un buon dispositivo per riprodurre un'immagine a colori è quindi disponibile ed è il cinescopio a maschera che noi abbiamo già descritto. Ma dove andremo a prendere le tre tensioni da applicare alle griglie dei suoi tre cannoni elettronici? Chi ce le fornirà?...

... la telecamera a colori.

Anche qui le cose sono estremamente semplici. Una volta provato (e noi l'abbiamo provato e riprovato) che bastano tre sole sorgenti di colore, rossa verde e blu per riprodurre tutti gli altri colori esistenti in natura, bisognerà fare in modo che un dato colore (per esempio il colore giallo o la luce gialla di fig. 44) venga scissa mediante dei filtri in una componente verde ed in una componente rossa. Questo per il semplice motivo che eccitando un puntino di fosforo **rosso** e un puntino di fosforo **verde** di una triade del cinescopio a colori, l'osservatore che guarda lo schermo ad una certa distanza vedrà il giallo ripreso dalla telecamera a colori. E così per tutti i colori di tutte le altre parti dell'immagine che si vuole trasmettere (fig. 44). Tutta la luce che proviene da un dato oggetto verrà quindi scissa nelle sue componenti fondamentali rispettivamente rossa, verde e blu.

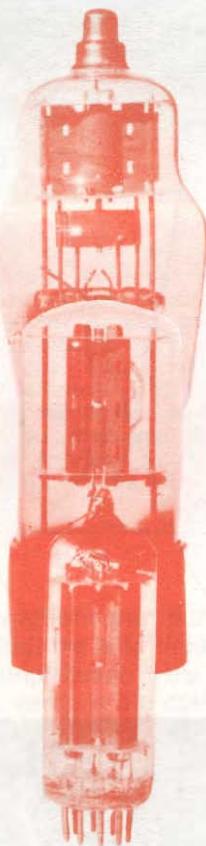
Per realizzare ciò, basterà porre sul cammino della luce proveniente dall'oggetto dei semplici filtri. Ogni filtro avrà la sua « banda passante » centrata più o meno sulla lunghezza d'onda del colore primario scelto per la televisione a colori (450 nm per il blu, 550 nm per il verde, 610 nm per il rosso). In fig. 46 sono riportate le curve che indicano appunto la banda passante di ciascun filtro. Esse dovranno avere lo stesso andamento delle curve di mescolazione dei colori emessi dai fosfori depositati sullo schermo del cinescopio. **Solo in questa maniera, per esempio, il giallo ripreso dalla telecamera potrà corrispondere a quello riprodotto sullo schermo del cinescopio a colori.**

La luce filtrata nei tre colori primari scelti verrà messa a fuoco sul fotocatodo di tre tubi da ripresa (vidicon). Sul fotocatodo di questi tre tubi potremo osservare un'immagine rispettivamente rossa, verde e blu. Più precisamente possiamo dire che su ciascun fotocatodo è presente la componente rispettivamente rossa, verde e blu dell'immagine da trasmettere. Ad eccezione dei filtri e dei due tubi da ripresa in più, la telecamera a colori funziona alla stessa maniera di una telecamera in bianco e nero (fig. 44).

Ciascuna immagine subirà infatti una prima scansione (primo semiquadro) formata da 312 1/2 righe, cui seguirà una seconda scansione (secondo semiquadro) di altrettante 312 1/2 righe. Ogni semiquadro durerà 1/50 di secondo. Le righe dei due semiquadri saranno « interconnesse » (interlaccio), per cui si avrà una scansione completa dell'immagine in 1/25 di secondo. I tre raggi di elettroni saranno mossi nel loro movimento orizzantale e verticale da una comune « centrale » di deflessione sincronizzata, per cui supponendo di fermare i tre raggi in un dato istante durante la scansione, le relative tensioni

di uscita dei **tre** tubi da ripresa, indicheranno il valore della componente rispettivamente rossa, verde e blu **di uno stesso punto colorato dell'immagine.** Ci siamo procurati in questa maniera in modo abbastanza semplice le tre tensioni da applicare alle griglie controllo dei tre cannoni elettronici.

Questo nostro sistema di trasmissione di immagini a colori **mediante cavo coassiale** presenta però un grosso inconveniente! Se osserviamo infatti la curva caratteristica di pilotaggio di uno qualunque dei cannoni elettronici del cinescopio vediamo che la **relazione tra tensione di griglia e l'illuminazione prodotta sullo schermo del cinescopio non è lineare.** Essa presenta infatti un andamento esponenziale (come del resto lo presenta la curva caratteristica di griglia di un qualsiasi triodo). Ciò significa che, partendo da un determinato valore della tensione negativa di griglia, supponiamo — 50 V (ovviamente rispetto al catodo), e misurando con un esposimetro la corrispondente luce emessa dal cinescopio (supponiamo 50 lumen), se si riduce tale tensione negativa di griglia a — 25 V, la corrispondente luce emessa dallo schermo del cinescopio non sarà 100 lumen, ma 600 lumen. Mentre quindi i segnali forniti dai tre tubi da ripresa della telecamera aumentano o diminuiscono a seconda che aumenta o diminuisce l'intensità luminosa di un dato punto dell'immagine **seguendo una legge lineare,** lo stesso andamento lineare non si verifica all'altro capo del nostro impianto (cinescopio). E cioè, ad una variazione supponiamo di 2 nella tensione della griglia del cinescopio non si ha una variazione di 2 nell'intensità luminosa del cinescopio, ma una variazione di 4.

Ora, siccome noi sappiamo che per cambiare l'impressione di colore dato da una triade è sufficiente variare **l'intensità luminosa** di uno o più punti di fosforo della triade stessa, ecco che questo andamento non lineare tra tensione negativa e flusso luminoso del

cinescopio, ci sovvertirà tutta la perfetta identicità di colori che con tanta fatica noi abbiamo cercato di stabilire tra telecamera e cinescopio.

In fig. 47 è indicata la curva caratteristica di pilotaggio di un cinescopio. Come si rimedia a questo inconveniente? È molto semplice. **Basterà « distorce-**

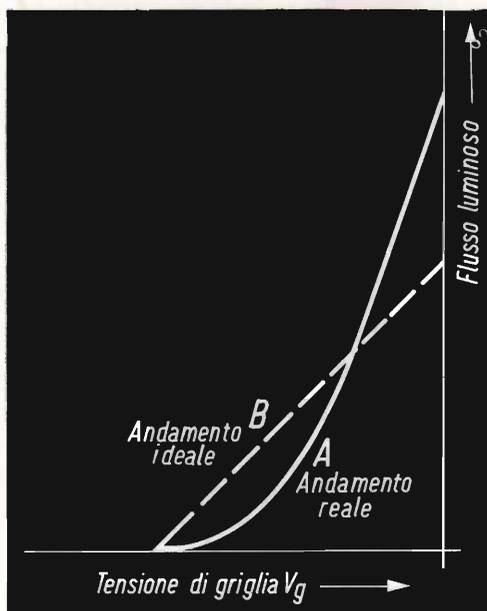
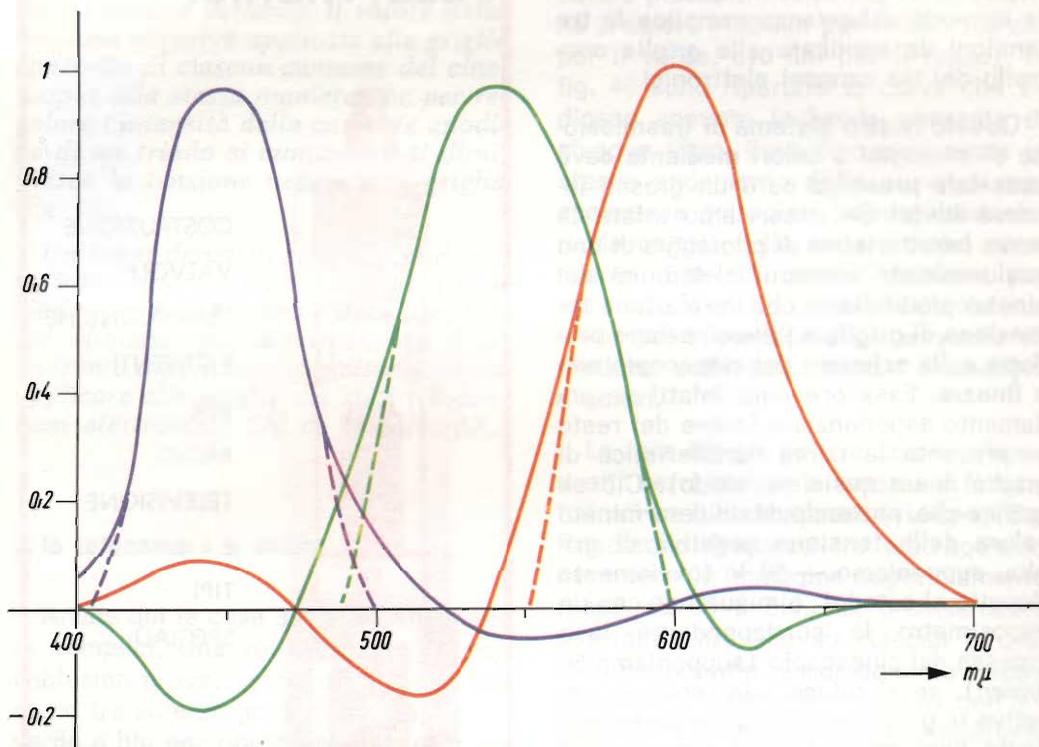



Fig. 46 - Banda passante di lunghezze d'onda che devono possedere i tre filtri posti davanti al fotocatodo dei tre tubi da ripresa (vidicon o plumbicon).

Fig. 47 - Curva caratteristica tipica di pilotaggio di un cinescopio (A). In tratteggio (B) è indicato l'andamento di questa curva nel caso in cui intercorra una relazione lineare tra variazione della tensione negativa di griglia e flusso luminoso (prodotto, com'è noto, dalla corrente anodica del cinescopio).

re » ciascuno dei tre segnali in uscita dalla telecamera secondo una curva caratteristica con andamento contrario a quello della curva di pilotaggio di griglia del cinescopio. Ciò è indicato molto chiaramente nella fig. 48. Questa correzione è conosciuta come **correzione gamma** (dalla lettera greca γ [gamma] con cui viene indicata). Una analoga correzione o compensazione si fa del resto anche quando si stampano le fotografie (carte « dure », carte « morbide »).

È possibile usare il nostro impianto per trasmettere immagini a colori via radio?

Il sistema di analisi e di sintesi di immagini a colori illustrato nella fig. 45 viene usato solo negli impianti di televisione a colori su circuito chiuso.

Esso come abbiamo visto è formato da una telecamera come quella precedentemente descritta, da tre amplificatori dei tre segnali di colore che effettuano anche la correzione gamma, da tre cavi coassiali, e da un cinescopio tricromico del tipo a maschera forata come già precedentemente descritto. Gli amplificatori sono necessari poichè la massima tensione di uscita dai tubi di ripresa della telecamera è 1 V al massimo, mentre per pilotare i cannoni elettronici del cinescopio a maschera ci vogliono per lo meno 100 V. Abbiamo quindi tre amplificatori che convogliano e amplificano i tre segnali primari rosso, verde e blu con la larghezza di banda di 5 MHz ciascuno.

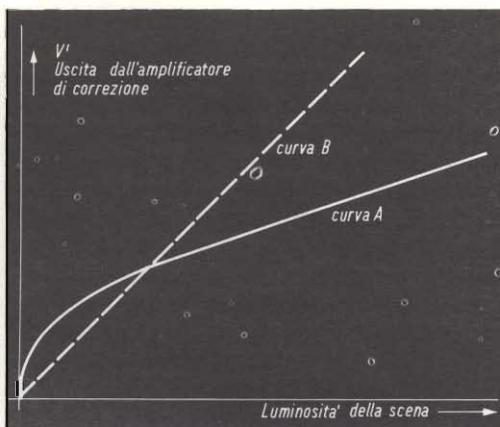



Fig. 48 · A tratto pieno (curva A) è indicata la curva che mostra come deve essere distorta la tensione di uscita dai tre tubi da ripresa, per compensare la non linearità esistente nel cinescopio tra variazione della tensione negativa di griglia e variazione di flusso luminoso sullo schermo del cinescopio. La somma della curva A del cinescopio (fig. 47) e della curva A dell'amplificatore di correzione-gamma della telecamera dà per risultato la retta B di fig. 48 corrispondente all'andamento ideale indicato in B di fig. 47.

Fig. 49 - Ecco la larghezza di banda (15 MHz!) necessaria nel caso in cui il segnale di ciascun colore dovesse essere trasmesso mediante modulazione di ampiezza di una portante separata.

A questo punto viene da chiedersi? Ma chi ci proibisce di modulare con i nostri segnali rosso, verde e blu provenienti dalla telecamera tre portanti distanti supponiamo 5 MHz l'una dall'altra, e « riprenderli » su di un'antenna a larga banda, amplificarli di nuovo separatamente, demodularli, amplificarli ancora ed applicarli alle griglie dei tre cannoni elettronici di un cinescopio a maschera? Teoricamente nulla vieta di far ciò. Riflettiamo un poco però. Ogni programma televisivo a colori verrebbe ad occupare con questo sistema un canale largo per lo meno 15 MHz (fig. 49). E questo non si può fare dato il notevole « affollamento » della banda delle frequenze assegnate, per decisione internazionale, alle radiocomunicazioni.

Questo sistema di trasmissione via «radio» dei tre segnali di colore è quindi da scartare. Come fare allora a trasmettere i segnali di colore della telecamera!

La famosa compatibilità

Un po' di storia. Nel 1952 i tecnici riuniti nel noto comitato **NTSC** si sentirono porre i seguenti problemi:

1) Studiate un sistema di trasmissione dei tre segnali di colore « via radio » che occupi una banda di frequenza **uguale a quella delle emittenti in bianco e nero.**

2) **Manipolate** i segnali rosso, verde e blu della telecamera in maniera che i televisori in bianco e nero già esistenti possano **ricevere in bianco e nero** i programmi della televisione **a colori.**

3) Fate in modo anche che i televisori a colori possano riprodurre in **bianco e nero** (ma i fosfori mandano solo luci, rossa, verde e blu!) le immagini trasmesse da emittenti in bianco e nero.

Questi furono i problemi posti ai cervelloni dell'NTSC. Altro che tre portanti distinte!

Bisogna però riconoscere che tali problemi vennero risolti in maniera brillantissima, tanto che oggi chi si accosta alla TVC rimane sbalordito dalla semplicità delle soluzioni trovate.

I tre segnali, rosso, verde e blu riescono a produrre un'immagine in bianco e nero!

Per il momento « saltiamo » la soluzione del problema indicato al n. 1) e ritorniamo ai tre segnali rosso, verde e blu provenienti dalla telecamera.

Con questi dobbiamo « fabbricare » il **quarto** segnale che deve riprodurre la « copia » in bianco e nero dell'immagine a colori trasmessa. Sappiamo che un ricevitore in bianco e nero « risponde » solo ad un segnale che contenga le variazioni della luminosità dell'immagine da trasmettere. I precedenti segnali non sono « singolarmente » in grado di fornire una siffatta informazione. Se, per esempio, si pone davanti alla telecamera a colori una bella rosa rossa, solo il tubo da ripresa del rosso potrà fornire una tensione mentre gli altri tubi non daranno alcuna tensione. I petali rossi di una rosa non riflettono infatti nè luce verde nè luce blu. Se si applica questo segnale di uscita dal tubo da ripresa del rosso, opportunamente amplificato, ad un cinescopio in bianco e nero, comparirà sullo schermo una rosa di un bianco **uniforme!** Questa non è dunque la strada giusta per risolvere il problema.

Esaminiamo allora la curva di sensibilità dell'occhio umano (fig. 50). Essa come già sappiamo indica con quale intensità luminosa l'occhio percepisce i colori dello spettro solare emessi con **uguale** energia. In base a questa curva l'occhio assegna a ciascun colore una data luminosità o luminanza. **Sono appunto le varie luminanze dei colori che ci interessano!** Per una buona riproduzione in bianco e nero di un'immagine a colori bisognerebbe quindi che la telecamera riprendesse i vari colori di una scena con la stessa sensibilità di lumi-

nanza con cui li percepirebbe l'occhio umano. Ma la telecamera a colori non possiede affatto una siffatta sensibilità. Essa come abbiamo visto ha tre risposte massime corrispondenti alle tre lunghezze d'onda dei tre primari scelti (vedi fig. 46). Ma com'è possibile allora tirare fuori da questi tre segnali di colore, un segnale adatto per i televisori in bianco e nero? Il problema appare difficile. In realtà non lo è. Ancora una volta è la colorimetria che ci viene in aiuto. Vi ricordate delle equazioni delle coordinate fittizie XYZ indicate nella III puntata a pag. 671? Una di esse era espressa così:

$$Y = 1{,}000R + 4{,}591V + 0{,}060B \quad (16)$$

Ci serviremo proprio di questa equazione per risolvere il nostro problema. Essa infatti vuol dire, come già sappiamo, che la coordinata di colore Y che **caratterizza da sola la luminanza del colore da riprodurre**, occupa nello spettro delle frequenze **la stessa posizione** della curva di sensibilità dell'occhio umano. Non basta. Il valore della coordinata Y, come risulta dalla equazione è formato, a sua volta, da ben determinati valori delle componenti primarie rossa (R), verde (V) e blu (B). **Per avere il segnale di luminanza sarà sufficiente allora prendere le tensioni di uscita dai tre tubi di ripresa della telecamera (che sono in diretta relazione con i colori fisici R, V, B) e sommarli nelle proporzioni indicate nell'equazione citata.**

Prima però di usare l'equazione (16) in questa maniera bisogna fare ancora qualche riflessione. Le relazioni esistenti tra le coordinate di colore RVB e le coordinate di colore XYZ (vedi pag. 671) valgono solo nel caso in cui i colori delle sorgenti luminose del nostro colorimetro posseggano le lunghezze d'onda rispettivamente di 700 nm per il rosso, 546 nm per il verde e 436 per il blu, e nel caso in cui i due sistemi di coordinate impieghino, per la loro taratura, lo stesso tipo di bianco con uguale energia. Queste due condizioni, non si verificano purtroppo per la televisione a colori. Noi sappiamo infatti che i colori primari emessi dai fosfori del cinescopio posseggono valori di coordinate differenti dai precedenti (vedi i valori $(R)_E$ e $(V)_E$ e $(B)_E$ a pag. 852). Anche il **tipo di bianco** scelto per la taratura è diverso. Esso, infatti tende verso il blu, come si può rilevare osservando il raster di un normale cinescopio in bianco e nero. Il « bianco » scelto per la televisione a colori non ha infatti le coordinate $x = 0{,}33$ e $y = 0{,}33$ (vedi pag. 673) ma le coordinate $x = 0{,}310$ e $y = 0{,}316$. Quest'ultimo viene chiamato « bianco standard C ».

Ancora un'altra osservazione a proposito della luminosità dell'immagine da trasmettere. Importa ben poco che sullo schermo del cinescopio l'immagine in bianco e nero venga riprodotta con lo stesso valore di luminosità della scena trasmessa. Sappiamo che negli studi televisivi si impiegano potenti riflettori, e si hanno quindi valori di luminosità che nessun cinescopio al mondo potrebbe riprodurre. Ma quello che a noi interessa non è il **valore assoluto**, bensì il **valore relativo** di **luminosità**, e cioè, i vari livelli di **luminosità** dei vari punti della scena. Quello che a noi interessa è che venga mantenuto inalterato il **rapporto tra questi livelli** o come si suol dire, che **venga mantenuta inalterata la scala dei grigi.** È per questo motivo che noi possiamo variare a piacimento i valori assoluti dei coefficienti dell'equazione (16). **Quello che noi dobbiamo preoccuparci è di mantenere invariato il rapporto esistente tra loro.** Potremo quindi ridurre proporzionalmente i valori di detti coefficienti, fino a fare in maniera che la loro somma sia uguale a 1. (Questo sistema di normalizzazione noi già lo conosciamo, vedi pag. 666). Pertanto l'equazione del primario di colore fittizio (Y) data da:

$$Y = 1{,}000R + 4{,}591V + 0{,}060B \quad (17)$$

con i coefficienti normalizzati diventerà

$$Y = 0{,}30R + 0{,}59V + 0{,}11B \quad (18)$$

Se sostituiamo ai primari R. V, B le tensioni di uscita dalla telecamera, **il segnale di luminanza (V_Y)** tanto cercato sarà dato da:

$$V_Y = 0,30V_R + 0,59V_V + 0,11V_B \quad (19)$$

Più semplicemente possiamo dire che per avere un segnale capace di riprodurre un'immagine in bianco e nero disponendo solo dei **tre segnali di colore** che fornisce la telecamera per TVC, dovremmo sommare il 30% del segnale « rosso », con il 59% del segnale « verde » e con l'11% del segnale « blu ».

La somma elettrica di questi segnali potrà allora esprimere la differente sensibilità con cui l'occhio umano percepisce la luminosità dei vari colori.

Come si fa questa **somma elettrica?** È la cosa più semplice che ci possa essere. Si punta la telecamera su di uno schermo bianco. Sappiamo che nel bianco sono contenuti tutti i colori dello spettro e quindi anche i nostri primari. La tensione di uscita di ciascun tubo da ripresa viene regolata in modo che essa abbia un valore uguale per tutti e

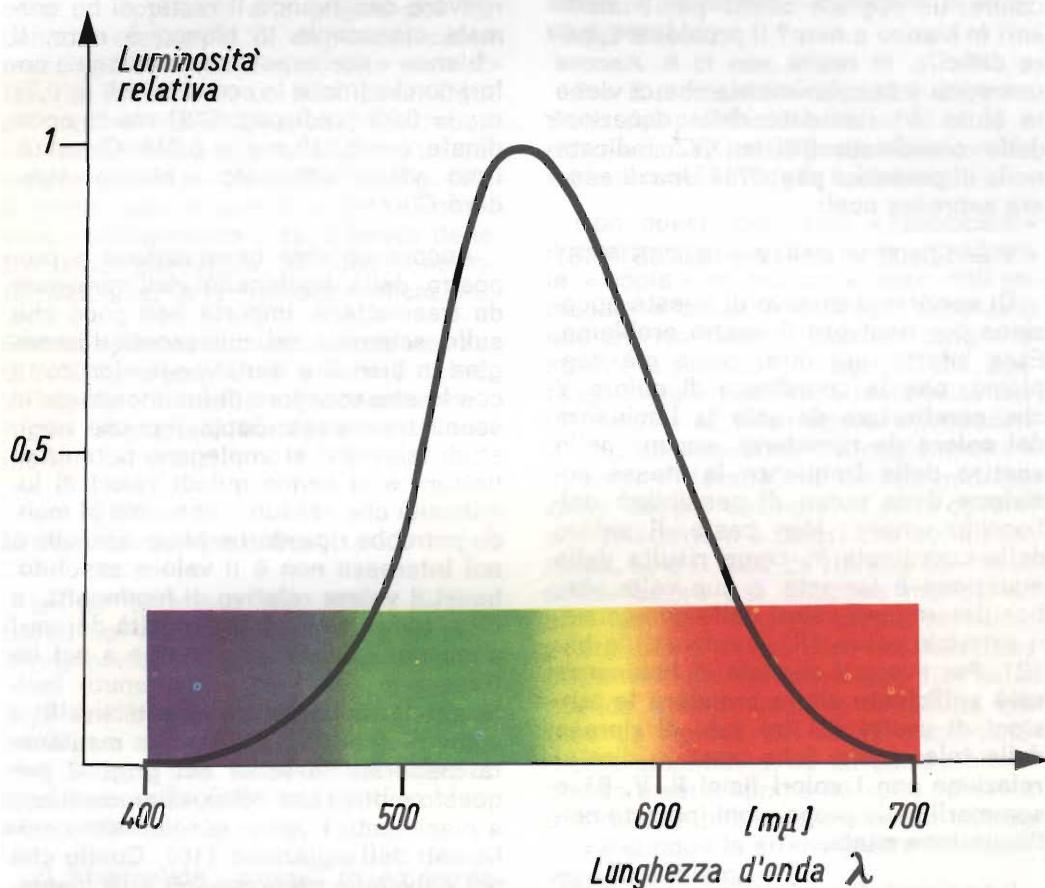
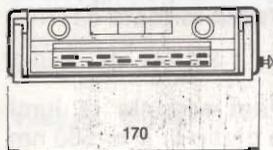
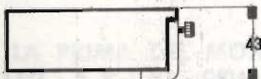



Fig. 50 - Curva di sensibilità dell'occhio umano. La telecamera a colori deve poter vedere un oggetto colorato con questa sensibilità. Solo se si soddisfa a questa condizione sarà possibile avere un segnale capace di dare una « copia » in bianco e nero dell'immagine a colori che si vuole trasmettere.

autotransistor portatile per FM/OM completo di speciale supporto e mascherina – per automezzi funziona con batterie auto, portatile con batterie interne – altoparlante ad alto rendimento acustico – 11 transistor + 4 diodi – selezione di gamma e sintonia automatica per FM a tastiera – sintonia manuale - antenna telescopica – potenza d'uscita 2,5 W – elegante mobile con maniglia – peso 1.100 g

AUTOTRANSISTOR PORTATILE AM-FM

AR/716

AKKORD

tre i tubi da ripresa. (Vi ricordate quando dicevamo nelle puntate della colorimetria che per formare il bianco bisognava concentrare in un punto dello schermo le luci primarie rossa verde e blu, **tutte con uguale intensità luminosa?** Questa uguale intensità luminosa corrisponde nella telecamera ad un **uguale livello della tensione di uscita dei tre tubi da ripresa** . La nostra telecamera è tarata. Ora non ci rimane che formare il segnale di luminanza (che potremmo chiamare il segnale che fa vedere la televisione a colori a quelli che posseggono solo il vecchio televisore in bianco e nero), tenendo presente l'equazione:

$$V_Y = 0{,}30V_R + 0{,}59V_V + 0{,}11V_B$$

Queste percentuali di tensione potranno essere ottenute mediante semplice partitori resistivi. La somma di tali percentuali si otterrà applicando le suddette percentuali alle griglie di tre triodi aventi il resistore di carico in comune (figg. 51 e 52).

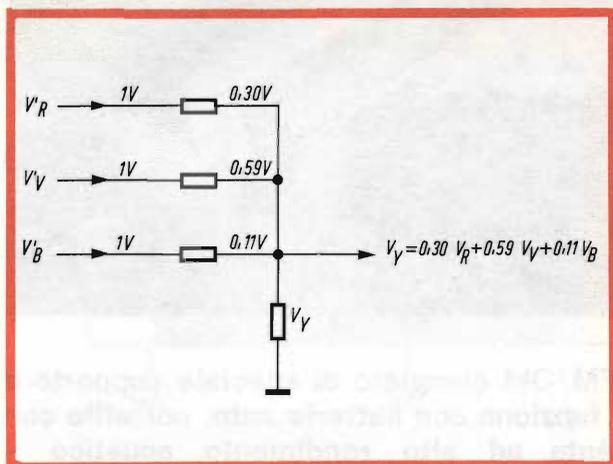



Fig. 51 - Semplice sistema per ricavare il segnale di luminanza. Mediante partitori resistivi si porta la tensione di base di ciascun colore al livello specificato dall'equazione del segnale di luminanza. Successivamente si ricava la somma di questi tre segnali ridotti ai capi di un resistore di carico comune.

I segnali primari che concorrono a formare il segnale di luminanza devono naturalmente avere subito la correzione gamma.

Per meglio comprendere quanto sopra facciamo due esempi. Nello studio TVC, viene ripresa una superficie bianca molto illuminata. Per quanto detto sopra all'uscita di ciascun tubo da ripresa avremo:

Tensione di uscita dal tubo di ripresa del rosso (V_R) = 1 V
Tensione di uscita dal tubo di ripresa del verde (V_V) = 1 V
Tensione di uscita dal tubo di ripresa del blu (V_B) = 1 V

In base all'equazione il segnale di luminanza sarà formato da:

$V_Y = 0{,}30 \times 1 + 0{,}59 \times 1 + 0{,}11 \times 1 = 1$ V

Se ora riduciamo l'intensità luminosa dei riflettori, anche il segnale di luminanza diminuirà. Ma le tensioni di uscita dai tre tubi da ripresa rimarranno sempre uguali tra loro anche se il loro livello scenderà supponiamo a 0,5 V.

Supponiamo ora di dover trasmettere un giallo saturo con lunghezza d'onda di circa 580 nm. Esso ecciterà solo il tubo da ripresa del rosso e quello del verde, mentre non ecciterà affatto quello del blu. Le tensioni di uscita saranno pertanto:

$V_R = 1$ V $\quad V_V = 1$ V $\quad V_B = 0$ V

Il segnale di luminanza corrispondente a questo giallo, sarà formato da:

$V_Y = 0{,}30 \times 1 + 0{,}59 \times 1 + 0{,}11 \times 0 = 0{,}89$ V

Questo valore del segnale di luminanza per il colore giallo di $\lambda = 580$ nm, si poteva anche calcolare usando la curva di sensibilità dell'occhio riportatata in fig. 50.

50 % di capacità in più con la batteria H-10 in acciaio

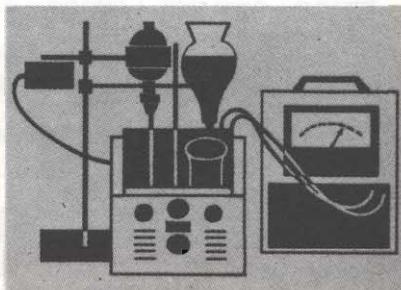
Ora la batteria HELLESENS tipo H-10 a 9 V per apparecchi a transistors, viene fabbricata con una BLINDATURA IN ACCIAIO che oltre ad assicurarne la massima tenuta, dà una assoluta garanzia contro la deformazione e aumenta la sua capacità di conservazione in magazzino.

Dopo approfonditi studi e ricerche effettuate nei nostri laboratori, siamo riusciti a creare la nuova batteria H - 10 che ha una CAPACITÀ DI CARICA SUPERIORE DEL 50 %.

Ogni batteria viene collocata in un sacchetto di plastica ermeticamente chiuso, che costituisce una garanzia per VOI ed i VOSTRI CLIENTI.

L'attraente scatola, che vi faciliterà la vendita contiene 12 batterie H-10 blindate che hanno una capacità di carica aumentata del 50%.

N° G.B.C. I/762

Vendete QUALITÀ - vendete HELLESENS - non esiste una batteria a secco migliore

LA MIGLIORE DEL MONDO

DISTRIBUITA IN ITALIA DALL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

Ecco fatto finalmente il segnale di luminanza. Questo segnale come abbiamo visto sarà capace di riprodurre sullo schermo di un televisore in bianco e nero tutte **le gradazioni di luminosità di un'immagine a colori.** Esso corrisponde a quella che in fotografia è la copia in bianco e nero di una fotografia a colori. Questo segnale è quello che porta con sè i minuti dettagli del-

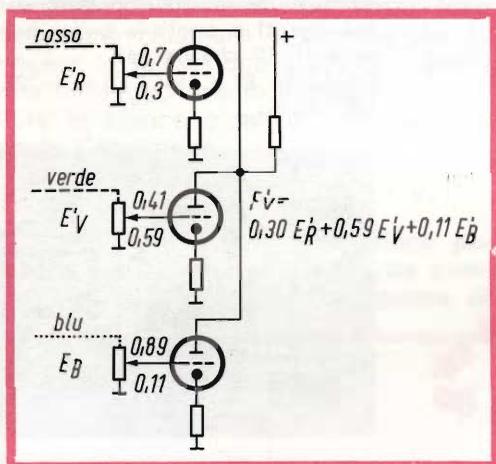



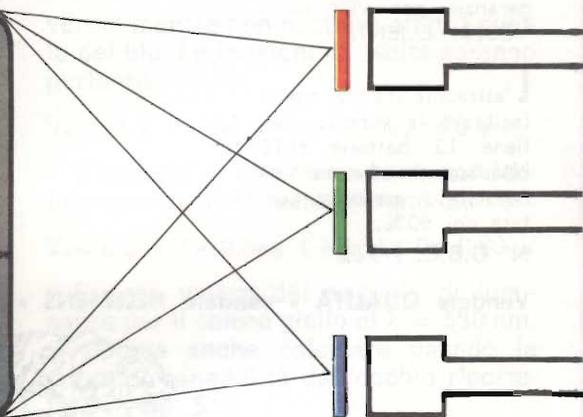
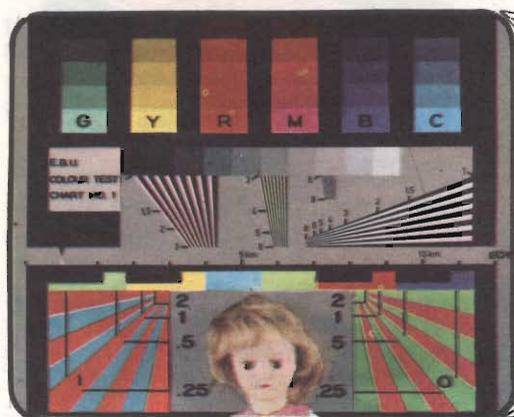
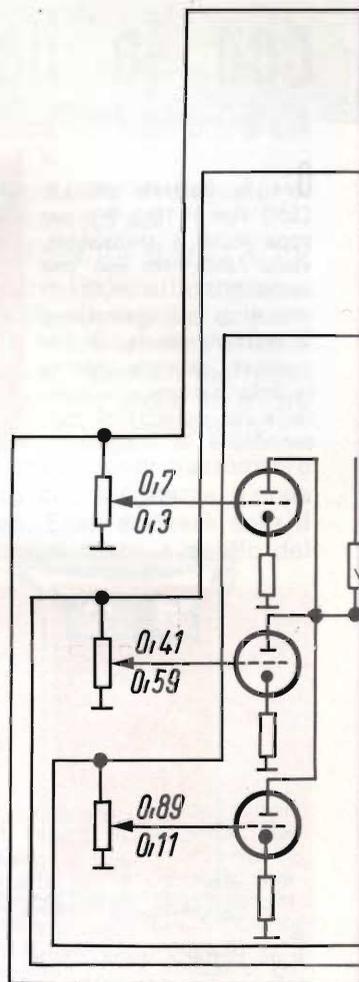
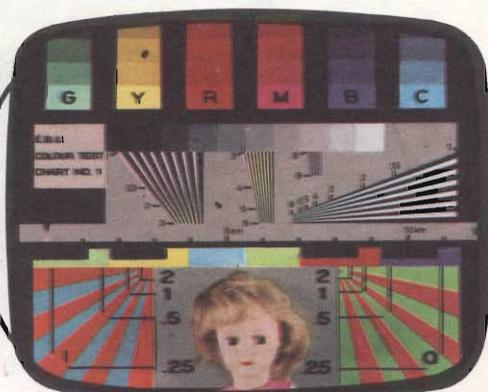
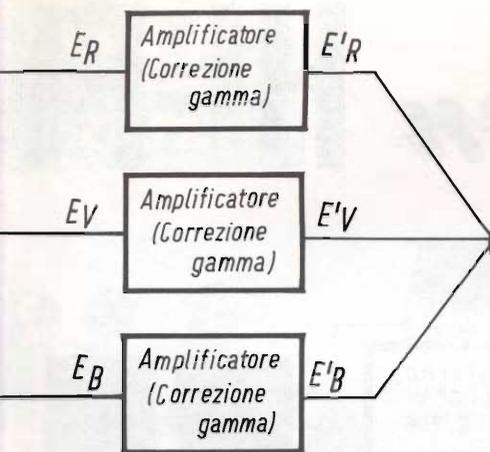
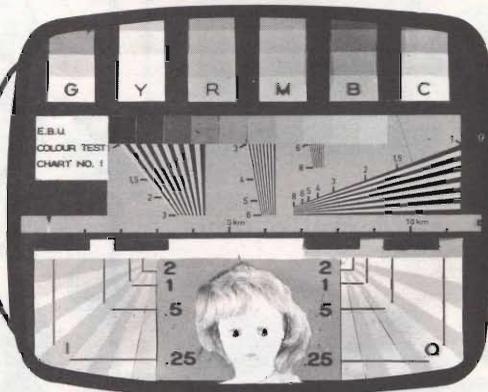
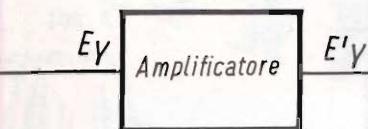
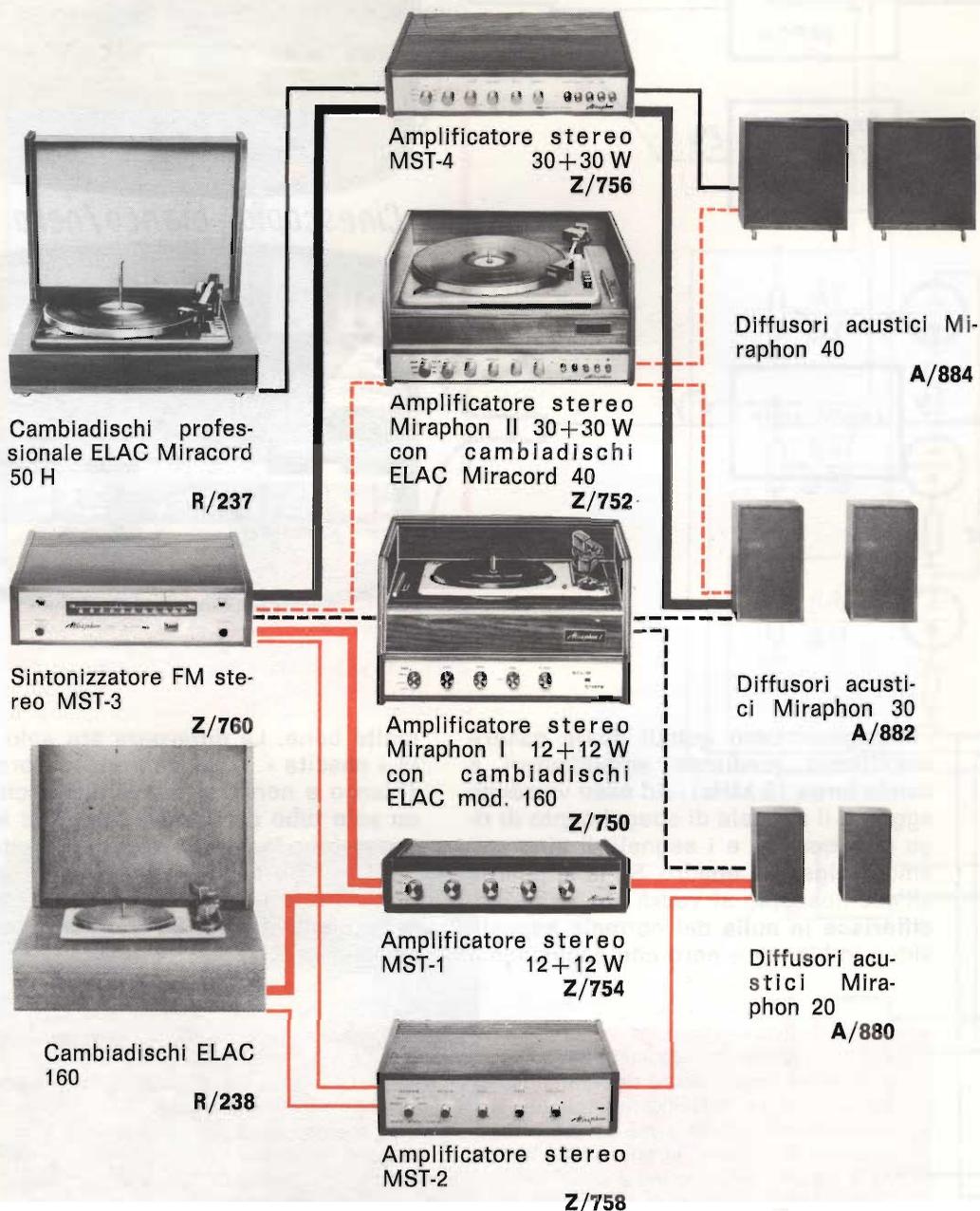
Fig. 52 - È un altro sistema per ricavare il segnale di luminanza dai segnali di colore forniti dai tubi da ripresa del rosso, del verde e del blu della telecamera. I circuiti di fig. 51 e 52 vengono chiamati « circuiti matrice ».

l'immagine. Esso quindi dovrà essere amplificato mediante amplificatori a banda larga (5 MHz). Ad esso verranno aggiunti il segnale di spegnimento di riga e di quadro, e i segnali di sincronismo di riga e di quadro. Se lo si guarda all'oscilloscopio si vedrà che esso **non differisce in nulla** dal normale segnale video in bianco e nero che conosciamo molto bene. La differenza sta solo nella « nascita ». Il segnale video normale (bianco e nero) si ricava dall'uscita di **un solo tubo da ripresa,** quello di luminanza (che in pratica produce gli stessi effetti) è formato dalla somma, in appropriate proporzioni, di tre segnali, provenienti da **tre differenti tubi da ripresa** (fig. 53).

Fig. 53 - È indicato schematicamente il sistema usato per far sì che gli attuali televisori in bianco e nero possano ricevere in bianco e nero una trasmissione a colori. Naturalmente questo schema semplificativo vale per una trasmissione **su circuito chiuso**. Mentre per ora non sappiamo ancora come potranno essere trasmessi entro un canale largo **solo** 7 MHz, i tre segnali di colore, possiamo dire che per far ricevere ai possessori di ricevitori TV BeN, « via radio », un'immagine a colori basterebbe modulare in ampiezza una normale portante video con il segnale di luminanza formato nella maniera sopraddetta.

PRODUZIONE

Miraphon HI-FI

LA MIRAPHON, ALL'AVANGUARDIA NELL'HI-FI, PRESENTA LA SUA VASTA E COMPLETA GAMMA DI PRODOTTI.

filo diffusore

Questo filodiffusore G.B.C. con amplificatore incorporato si fa particolarmente apprezzare per qualità tecniche, estetica e praticità di funzionamento.
L'impiego di circuiti interamente transistorizzati, oltre a contenere le dimensioni dell'intero apparecchio entro limiti veramente ridotti ,ha permesso di raggiungere risultati tecnici di rilievo.

DATI TECNICI:

Risposta di frequenza: 150 ÷ 10000 Hz ± 2 dB. Potenza: 30 mW. Diafonia: ≥ 50 dB. Distorsione: < 1%. Rapporto segnale/disturbo: ≥ 50 dB. Differenza tra canali: < 3 dB. Imped. d'ingresso: 150 Ω bilanciati. Controllo volume. Altoparlante incorporato. Alimentaz.: 220 V. Mobile in legno pregiato. Dimensioni: 195x130x85.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

IL PIONIERE DIMENTICATO

Alla domanda: — chi furono i primi studiosi della televisione? — almeno metà degli interrogati risponderebbe: — non lo so.

Buona parte azzarderebbe: — gli americani. Altri direbbero: — i tedeschi. Non mancherebbe fra le risposte: — i russi. Infine ci sarebbe chi, tirando a indovinare alla stregua dei quiz a sorpresa, affermerebbe: — i cinesi del duemila avanti Cristo.

Questo giardinetto costituito da americani, tedeschi, russi moderni e cinesi antichi, accentra la fama di tutta la capacità scientifica e tecnica, secondo l'opinione corrente. Gli altri, come se nemmeno esistessero. Piuttosto dei cinesi antichi, varrebbe la pena di citare il nostro Dante intramontabile, il quale non compì certo studi tecnici perchè tecnico non era affatto, ma ebbe l'intuizione della visione a distanza nello spazio e nel tempo, espressa dal verso: « Non vide mei di me chi vide il vero ». Chi vuol saperne di più, rilegga il canto XII del Purgatorio.

Ma ci fu un altro italiano, quasi da tutti dimenticato, che inventò la televisione prima di questo secolo. È il fisico professor Filippo Re Capriata, siciliano, morto nel terremoto di Messina del 1908. Con lui scomparvero quasi interamente gli studi compiuti nel secolo scorso sulla visione a distanza. Tuttavia, una favilla della sua fama è rimasta nel dizionario Melzi, parte scientifica, alla voce Re Capriata, che ne registra brevissimamente l'opera.

Le stesse forze della natura sembrano congiurare, talvolta, per cancellare il merito in chi ne ha. Valga, per quel poco che vale, la mia flebile penna almeno a rammentare a ventiquattro lettori che il precursore assoluto in campo scientifico della televisione fu un italiano.

SCATOLE DI MONTAGGIO

Si va sempre più diffondendo l'interesse per le scatole di montaggio con cui realizzare ogni sorta di applicazioni pratiche di circuiti elettronici.

Effettivamente, la scatola di montaggio costituisce una grande risorsa, sia per il tecnico e per l'amatore, sia per i vari organi di distribuzione commerciale.

Sensibile a questa vivace realtà, la G.B.C. in collaborazione con l'High-Kit ha preparato una serie interessantissima di scatole di montaggio particolari, mai esistite finora sul mercato.

Nel fascicolo di aprile avrete già letto la descrizione del Metronomo e del Lampeggiatore. Posso riferirvi, e sono certo di farvi cosa gradita, che per ora la serie continua con: Sirena Elettronica, Allarme antifurto, Allarme antincendio, Interfono, Amplificatore di B.F., Generatore di tremolo, Fotocellula, Alimentatore, Oscillatore 800 Hz.

Avrete notato che ho scritto « per ora ». Infatti, la G.B.C. non ha intenzione di fermarsi a questi circuiti in SM ma intende crearne altri.

L'INQUINAMENTO DELL'ARIA

Il rovescio della medaglia della nostra civiltà consiste, soprattutto, nei veleni che noi respiriamo con la massima noncuranza. Particelle provenienti dalle camere di combustione, dalle caldaie industriali, dalle centrali elettriche, dai motori delle automobili dei camion e degli autobus incombono costantemente sulla nostra salute. Sono, in massima parte, costituite da ossido di carbonio, anidride solforosa, ossido d'azoto, idrocarburi e altri composti che entrano allegramente in noi attraverso le vie respiratorie e procurano o aggravano quelle bazzecole che si chiamano asma, bronchite, enfisema e, quel che è peggio, cancro polmonare.

In tutto il mondo civile si stanno studiando rimedi contro il terribile fenomeno.

Speriamo che anche da noi si continui sulla buona strada fino alla scomparsa totale dell'inquinamento. Qualche legge antismog, a dimostrazione della buona volontà, esiste in Italia, ma è ancora troppo poco. Occorre una efficiente collaborazione ed una perfetta intesa fra legislatore e tecnici. Forza, a chi tocca.

VOLT

Mi è stato chiesto, da più parti, se è esatto scrivere Volt al singolare e Volts al plurale.

No, cari nipoti, è sbagliato. Volt *è termine invariabile, perciò rimane uguale tanto al singolare quanto al plurale. Si scrive 1 Volt e, ugualmente, si scrive 220 Volt o 1000 Volt,* mai *Volts.*

Ciò dipende dal fatto che Volt non *è una parola inglese, e nemmeno francese, perciò non prende l'esse al plurale. Volt, derivante per troncamento dal cognome di Alessandro Volta come sapete, è termine universale; la sua invariabilità grammaticale venne fissata al Congresso internazionale di elettricità del 1881 tenutosi a Parigi, proprio per onorare il nostro Volta.*

zio RUBEN

Hi-Fi Stereo 18 W

DATI TECNICI

Potenza: 9 + 9 W di picco
Distorsione: < 0,5%
Risposta: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB
Impedenza: 8 Ω
Bassi: 20 dB
Alti: 20 dB
Sensibilità ingressi: piezo: 250 mV su 1 MΩ
aux : 250 mV su 47 kΩ
Comandi: Bilanciamento - Alti - Bassi - Volume - Acceso - Spento - Mono - Stereo - Fono - Aux.
Uscita: per registratore
Alimentazione: universale
Dimensioni: 300 x 90 x 160 mm

L'amplificatore che la G.B.C. Italiana vi presenta è il risultato di speciali studi atti ad offrire agli amatori della musica, il diletto di un ascolto raffinato nella propria casa.
Nulla è stato trascurato nella realizzazione di questo apparecchio: i materiali sono di prim'ordine e di moderna concezione, l'assiemaggio è stato eseguito secondo i dettami delle più recenti tecniche ed il mobile dalla linea elegante e sobria ha ridottissime dimensioni.
Ciò premesso, possiamo concludere che la gamma dell'alta fedeltà si è arricchita oggi di un nuovo elemento di qualità.

Amplificatore Hi-Fi Stereo 18 W G.B.C. Z/800

POSSIBILITÀ E LIMITI DEI RICEVITORI STOLEN POWER

Vengono passati in rassegna le possibilità ed i limiti dei ricevitori che, funzionando senza batterie, ricevono l'energia necessaria dalle onde radio. Viene poi descritto un semplice ricevitore ad « alimentazione gratuita », in grado di dare soddisfacenti risultati con minimi mezzi.

Nel 1956 suscitò notevole interesse la pubblicazione, avvenuta a Los Angeles, di un lavoro dovuto ad Hollmann ed intitolato: « Ricevitori funzionanti con sorgenti secondarie di elettricità ».

In sostanza, Hollmann proponeva, con alcuni accorgimenti, di alimentare dei tipi particolari di radio a transistor ricavando l'energia necessaria, anzichè da batterie di pile soggette ad esaurirsi, direttamente dalle stesse onde radio captate dall'antenna e, quindi, inesauribili oltrechè gratuite (almeno negli Stati Uniti dove non si paga alcun canone di abbonamento alle radioaudizioni).

Questa proposta e, soprattutto la pubblicazione di uno schema di un ricevitore a transistor « autoalimentato » dette il via ad ulteriori ricerche, mentre veniva coniato per essi il termine **stolen power** (**power** significa **energia** e **stolen** è il participio passato del verbo **rubare**).

I primi schemi di tali apparecchi si limitavano ad indicare in uscita l'impiego di una cuffia; poi apparvero successivamente schemi sempre più disinvolti in cui al posto della cuffia compariva il simbolo di un altoparlante. Altoparlante che col passare del tempo in altri schemi diveniva sempre più... grande!

Qualcuno parlava di apparecchi capaci di pilotare altoparlanti da 0,5 W; qualche altro propose addirittura altoparlanti ancora più potenti abbinati a schemi mirabolanti in cui tutto era chiaro, tranne da dove venisse l'energia.

Benchè la cosa sembri incredibile, in alcune nazioni i Ministeri delle Poste e Telecomunicazioni si occuparono con preoccupazione del « ritrovato » e presero ferma e dignitosa posizione contro « i ricevitori che traggono l'energia necessaria al loro funzionamento dal segnale in arrivo », proibendoli, con

grande respiro di sollievo di molti fabbricanti di pile e tenutari di centrali elettriche.

Poi, alla chetichella, di « stolen power » e di « grida » ministeriali contro di essi non se ne parlò più.

Gli schemi di ricevitori « ad alimentazione gratuita » con gagliardi altoparlanti in uscita scomparvero a poco a poco dalle riviste tecniche e su tutta la faccenda calò il silenzio.

Cos'era successo?

Hollmann, quando presentò il suo lavoro innanzitutto « proponeva » dei ricevitori funzionanti senza batterie e si limitava a far presente che « talvolta » è possibile l'ascolto in altoparlante di una stazione locale. Purtroppo, l'entusiasmo suscitato in tutto il mondo dall'idea di poter fare a meno, nelle radioline a transistor, delle pile, fece sorvolare sempre più sul fatto che l'avverbio « talvolta », riferito all'ascolto in altoparlante, andava inteso in pratica come « quasi mai ».

Da qui forse ebbe origine il pullulare di schemi di apparecchi «stolen power» con l'immancabile altoparlante in uscita. E constatato che con i tipi da 0,1 W non si sentiva niente ecco allora i più audaci inventori di schemi non realizzati porre in essere circuiti con altoparlanti da 5 W « a più alto rendimento »; con chè, il rendimento più alto, moltiplicato zero, dava ovviamente zero.

Come tutte le cose che si rispettino anche i ricevitori « stolen power » in « forte » altoparlante ebbero i loro cultori teorici che ne sviscerarono a fondo gli aspetti matematici stabilendo, senza ombra di dubbio, che se « Pr » è la potenza del trasmettitore e « D » la distanza fra questo ed il ricevitore « ad alimentazione gratuita », poichè « Pr » moltiplicato per il quadrato del rapporto fra la lunghezza dell'antenna e «D», dà la potenza ricavabile « Gr », allora la lunghezza in metri dell'antenna necessaria al ricevitore « senza pile » è la radice quadrata del rapporto fra il quadrato di « D » e « Pr ».

In base a questo formulario (che vide la luce sulle pagine di un'autorevole rivista americana), fu facile a molti dimostrare che, per azionare un altoparlante con gli « stolen power », occorrevano antenne di lunghezza esorbitante, dell'ordine di parecchie decine di metri e pur sempre con molte riserve circa la bontà dei risultati finali.

Tutta questa premessa era necessaria per poter inquadrare esattamente il problema, evitando di far nascere mirabolanti aspettative e speranze infondate in quei lettori che si accingono a sperimentare ricevitori del tipo in questione. Questi ricevitori sono senz'altro suscettibili di ulteriori interessanti sviluppi, ma per prima cosa, a nostro avviso, bisogna non pretendere da essi ciò che non possono dare.

Quindi, dapprima, bisogna rinunciare all'ascolto in altoparlante, ed accontentarsi, nella quasi totalità dei casi, ad una buona ricezione con auricolare.

Anche così, un ricevitore che funziona senza pile, può riuscire interessante e trovare varie applicazioni soddisfacendo molte esigenze particolari. Basterà pensare quante numerose sono le circostanze ed i luoghi in cui può essere tollerata una radiolina personale con ascolto in auricolare che non disturba nessuno e nulla costa di funzionamento, mentre nelle stesse circostanze e luoghi non potrebbero essere usati apparecchi con altoparlante, sia pure tenuto a basso volume, oppure ricevitori che dovendo restare sempre molto a lungo in ascolto (es.: radiorelé e radiocomandi) consumassero corrente.

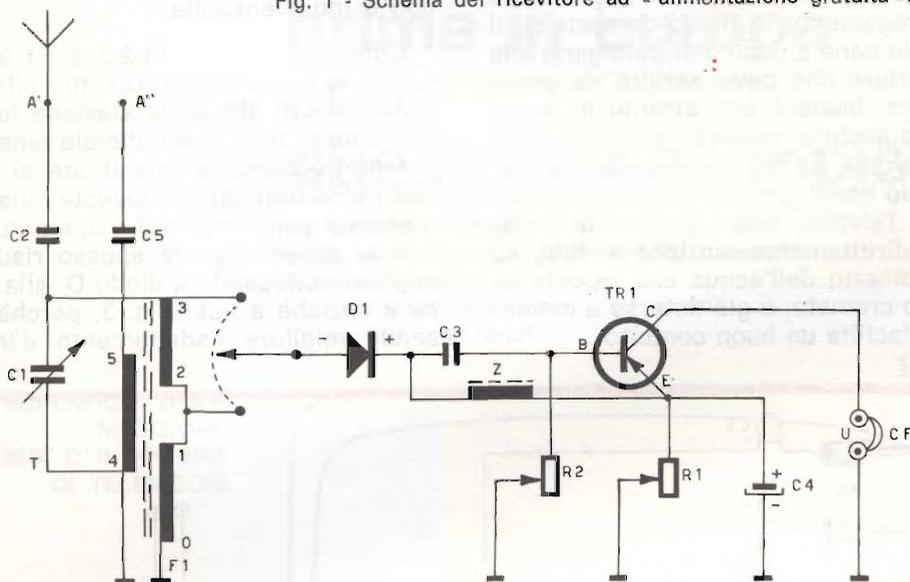
Qui, di seguito, pertanto, diamo lo schema di un ricevitore « stolen power » che ben può prestarsi ad utili esperimenti; esso richiede una certa messa a punto a seconda dell'intensità dei segnali della zona in cui verrà provato e fatto funzionare.

Ricevitore senza batterie

Nella fig. 1 è riportato il semplice schema del ricevitore funzionante senza batterie. Esso consta essenzialmente di un circuito accordato in entrata C1-F1, di un diodo rivelatore ed alimentatore D_1, di un transistor amplificatore di B.F. - TR1 e di una cuffia CF.

presa di terra (T). Infatti, se il funzionamento è già possibile usando la sola ferrite di F1 in località molto vicine alla antenna di potenti trasmettitori, nella maggioranza dei casi pratici si otterrà un notevole vantaggio servendosi contemporaneamente anche di antenne tradizionali.

In sede di messa a punto si deciderà

Fig. 1 - Schema del ricevitore ad « alimentazione gratuita ».

La disposizione che si può far assumere ai vari componenti e collegamenti è riportata **in fig. 2.** In pratica si può realizzare questo semplice ricevitore anche disponendo i vari pezzi secondo un'altra disposizione. Pur tuttavia, occorrerà rispettare il senso dei collegamenti ed è necessario che l'impedenza Z e la bobina di aereo F1 siano collocate lontane fra loro ed a 90°.

Nello schema di fig. 1 si vede che vi è la possibilità di collegare al ricevitore due antenne servendosi delle prese A' e A'', mentre il lato massa del ricevitore può essere collegato ad una

se collegare l'antenna in A', oppure in A'', a seconda della più forte ricezione ottenuta. Per antenna si possono usare alcune decine di metri tesi allo scopo all'esterno, oppure la stessa rete luce. Per sfruttare questa possibilità è sufficiente collegare (con le debite cautele) il punto A', oppure A'' ad uno dei due poli di una presa di corrente. La presenza dei condensatori C_2 e C_5 isolati a 1500 V blocca la tensione di rete a 220 V in modo che non arrechi danni. Dato che però i punti A' e A'' risultano tuttavia sotto tensione, si dovrà fare in modo di isolarli bene e di non venirne a contatto per evitare scosse e pericoli.

Per maggiore sicurezza i condensatori C_2 e C_5 è consigliabile siano posti subito dopo la spina isolata a banana (come indicato con BC in fig. 2) che si può usare per collegarli alla presa della rete luce. La lunghezza dei fili che collegano C_2 e C_5 al ricevitore non ha importanza e può essere anche di molti metri.

La presa di terra T va invece collegata ad una conduttura dell'acqua, del termosifone o del gas. Occorre pulire bene il punto sul tubo dove s'effettuerà il collegamento in modo da mettere il metallo bene a nudo. Per collegarsi alla conduttura che deve servire da presa di terra, basterà poi, attorno al punto accuratamente ripulito, avvolgere per 3 o 4 volte, un filo di rame nudo, stringendolo bene con una pinza, senza saldarlo. Talvolta riesce più facile collegarsi direttamente, anzichè ai tubi, ad un rubinetto dell'acqua che, specie se di tipo cromato, è già deterso a dovere e ciò facilita un buon contatto.

La bobina di aereo è provvista di un nucleo di ferroxcube, che va orientato nel senso di massima ricezione, e di più avvolgimenti. Quelli contraddistinti coi numeri da 0 a 3 vanno collegati in serie, come illustrato in fig. 1, facendo attenzione che le due sezioni di avvolgimento si trovino infilate sul nucleo con spire avvolte nello stesso senso. L'avvolgimento 4-5, invece, è bene che sia anch'esso disposto sul nucleo con senso di avvolgimento concorde con quello degli altri avvolgimenti, ma ciò non è indispensabile.

Quando la bobina 0-1-2-3 di F1 è sintonizzata ruotando C1 (usato nella sezione da 130 pF) sulla stazione locale presente in zona, una notevole tensione a radiofrequenza si manifesta ai capi contraddistinti con 0-2. Questa tensione è ancora maggiore fra 0 e 3, ma in pratica si possono avere spesso risultati migliori collegando il diodo D_1 alla presa 2 anzichè a quella n. 3, perchè essendo migliore l'adattamento d'impe-

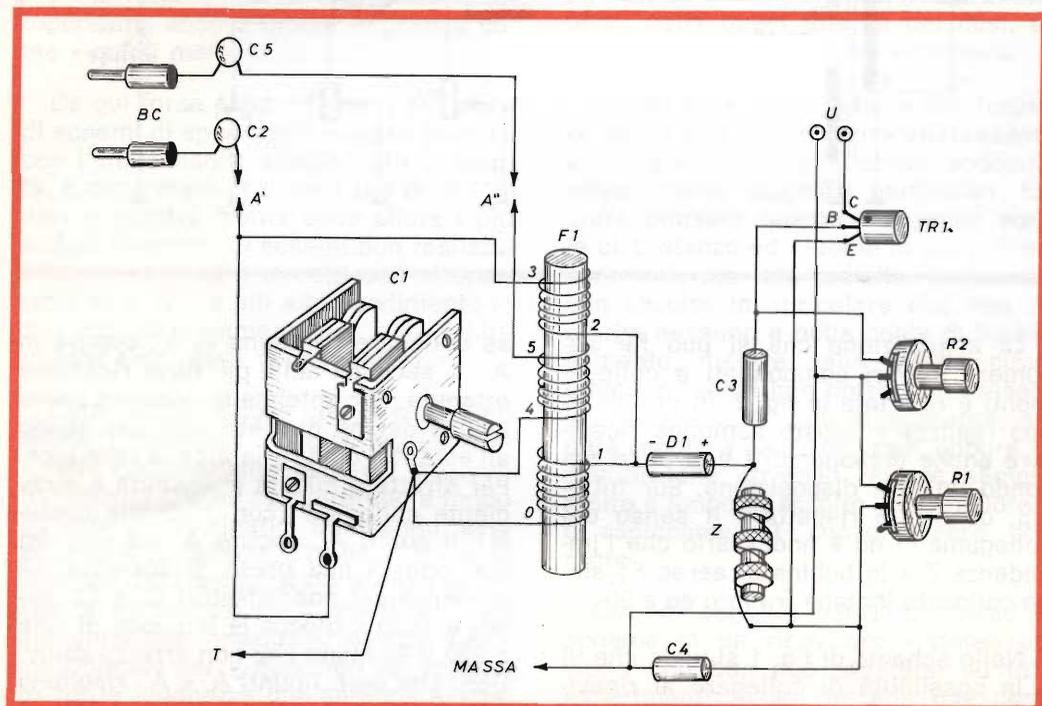
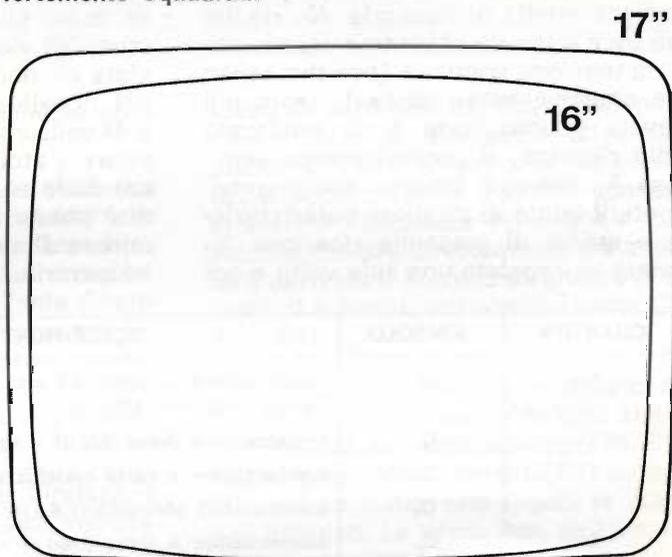



Fig. 2 - Disposizione di massima dei vari componenti del ricevitore di fig. 1.

denza, più efficace è il trasferimento d'energia che si ottiene. Si vedrà comunque, durante la messa a punto per tentativi, se è più conveniente nella zona in cui ci si trova collegare D_1 alla presa 2 oppure alla 3.

La radiofrequenza viene poi rettificata dal diodo D_1 e dal lato dell'impedenza Z compariranno due tensioni. Una è il segnale di bassa frequenza corrispondente ai suoni che si ricevono; l'altra è una piccola tensione continua. La prima passa attraverso il condensatore C_3 e va a pilotare la base 3 del transistor TR1, uscendo amplificata dal collettore e può essere ascoltata mediante la cuffia CF.

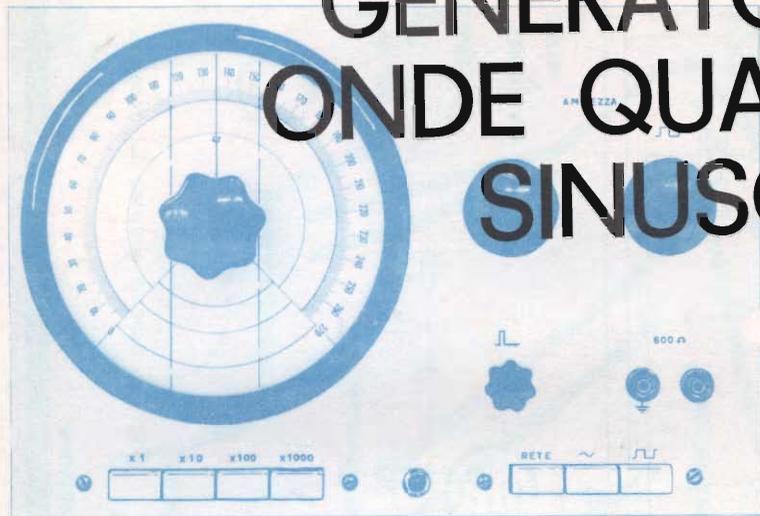
La seconda, la tensione continua, viene invece bloccata da C_3 e può solo attraversare senza ostacoli l'impedenza Z, giungendo sino all'emettitore E.

Questa tensione continua è però pulsante col ritmo della B.F., per cui il condensatore elettrolitico C_4 ha, tra le altre funzioni, quella di livellarla. Ne risulta che tra E e massa si viene a creare una certa tensione continua (positiva verso E e negativa verso massa), tanto più elevata quanto forte è la emittente radio ricevuta. Il potenziometro semifisso R_1 serve a trovare sperimentalmente il punto di migliore polarizzazione e quindi di massima ricezione. In genere va regolato una sola volta e poi non più toccato. Lo stesso dicasi del potenziometro R_2 che svolge una funzione analoga per trovare il punto di migliore polarizzazione della base B.

Pertanto, poichè il diodo D_1, quando viene ricevuta una stazione polarizza in modo positivo E, ne segue che B e C di TR1, che tramite R_2 e la cuffia CF sono collegati a massa, dal punto di vista della tensione continua vengono ad assumere un potenziale negativo rispetto a quello di E. Se tale potenziale fosse di parecchi volt e dato da una batteria, si avrebbe il funzionamento classico dei transistor. Qui, tale potenziale è invece molto esiguo e fornito dalle radioonde captate; sta poi all'efficienza delle antenne e delle prese di terra usate far sì che si possa ricevere altrettanto bene quanto con un analogo ricevitore a pile funzionante con la sola ferrite per antenna.

La grande differenza fra i due apparecchi si riduce allora alla sola presenza della pila o meno. Questo da un punto di vista tecnico, da un punto di vista economico sta invece il fatto che nel ricevitore classico le pile costano e si consumano, mentre in questo ricevitore « stolen power » l'energia piove dal cielo e non costa nulla, tanto che si è potuto fare un'altra economia: eliminare l'interruttore ed il fastidio di adoperarlo.

QUANTITÀ	SIMBOLO	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	C_1	condensatore variabile ad aria 86+130 pF (usare solo sez. 130 pF)	O/124
1	C_2	condensatore disco 470 pF - 1500 V	B/158
1	C_3	condensatore a carta metallizzata	B/184-14
1	C_4	condensatori elettrolitici 6,4 μF - 25 V	B/297
1	C_5	condensatore a disco 2200 pF - 1500 V	B/158-4
1	R_1	potenziometro semifisso 10.000 Ω	D/193
1	R_2	potenziometro semifisso 0,5 MΩ	D/193
1	TR1	Transistor « Ates » OC137 oppure « Philips » OC75	—
1	CF	Cuffia 2 x 2000 Ω	P/314
1	Z	Impedenza 3 mH/60 Ω	O/498-3
1	D_1	Diodo OA79	—
1	F_1	Bobina aereo avvolta su ferroxcube	O/189-5

GENERATORE DI ONDE QUADRE E SINUSOIDALI

Parte II

Continuiamo la pubblicazione del generatore di onde quadre e sinusoidali presentando dapprima il circuito elettrico ed in seguito la realizzazione pratica.

In **fig. 17** è riportato lo schema completo del generatore.

Il ponte di Wien è ottenuto rendendo variabili le resistenze che determinano il valore della frequenza mediante i potenziometri P1 e P2, coassiali a comando unico, ed inserendo mediante il commutatore K1, coppie di condensatori fissi, che determinano le quattro gamme dello strumento. Le resistenze R1 e R2, hanno il compito di evitare valori di P1 e P2 eccessivamente bassi.

Il potenziometro P3 è di taratura, e viene regolato una volta per sempre.

Le valvole V1a e V1b costituiscono il circuito oscillatore; si nota sulla placca di V1b la presenza del condensatore elettrolitico C10 di elevata capacità (8 µF) a causa delle basse frequenze a cui si può lavorare.

Il segnale prelevato ai capi di C10 viene inviato alla griglia del triodo di V2a, amplificatore di tensione, attraverso il partitore R7, R8, compensato mediante il condensatore C11. Sulla placca di V2a è inserito, in parallelo a R9, il potenziometro P4, che consente di variare l'ampiezza del segnale sinusoidale, mentre direttamente dalla placca è derivato il segnale da inviare al circuito di Schmitt, attraverso la rete C12, R11, C13.

Il circuito di Schmitt è attuato mediante il doppio triodo V3a-V3b; si nota la presenza del potenziometro P5 di taratura e del potenziometro P6, accessibile sul pannello, che regola la durata dell'impulso. La variazione dell'ampiezza dell'onda quadra è ottenuta mediante il potenziometro P7, direttamente inserito nel circuito di placca di V3b.

La sezione pentodo V2b funziona come « inseguitore catodico », la cui funzione è quella di trasferire il segnale presente alla sua griglia, e quindi ad impedenza elevata, su di un circuito a bassa impedenza, rimanendo praticamente

Fig. 17 - Schema elettrico del generatore.

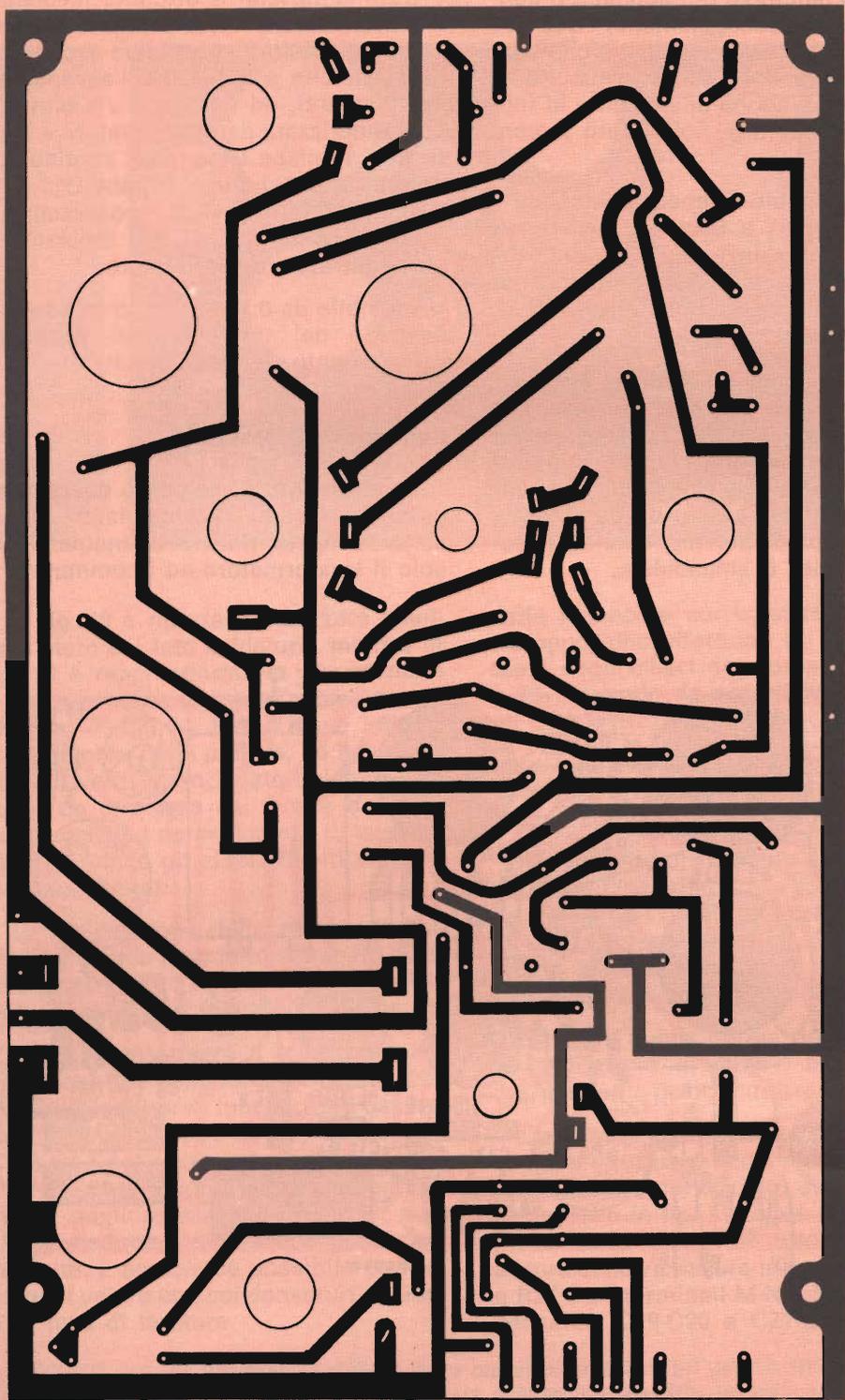



Fig. 18 - Circuito stampato visto dal lato saldature - scala 1 : 1.

invariata l'ampiezza del segnale. Il condensatore di accoppiamento C18 ha valore molto elevato, a causa della bassa impedenza del circuito di uscita, e la resistenza R24 ha unicamente la funzione di mantenere polarizzato il condensatore.

Poiché si vuole ottenere un'impedenza d'uscita pari a 600Ω, è necessario elevare l'impedenza d'uscita del circuito catodico, che risulta minore di 600 Ω, mediante la resistenza R25 di opportuno valore.

Alla griglia dell'inseguitore catodico V2b può essere inviata la forma d'onda sinusoidale oppure la forma d'onda quadra, e la selezione avviene mediante il commutatore K2a. Quest'ultimo è unito al commutatore K2b, il quale esclude il circuito di Schmitt quando il segnale d'uscita è sinusoidale.

L'alimentazione è ottenuta mediante il trasformatore T1, a primario universale, il quale fornisce, ai due secondari, una tensione a 6,3 V per l'accensione dei filamenti, ed una tensione elevata, che, raddrizzata dal raddrizzatore a ponte Rd1, fornisce le tensioni continue di polarizzazione. I gruppi filtranti C19-R26-C20, R27-C21, R28-C-22, consentono di ottenere ai punti N, O e P, tensioni diverse filtrate e disaccoppiate.

Un fusibile da 0,5 A inserito in serie al primario del trasformatore, protegge lo strumento da cortocircuiti.

Realizzazione pratica

Lo strumento è realizzato quasi completamente su di un'unica piastra di circuito stampato, rimanendo indipendenti solo il trasformatore ed i commutatori.

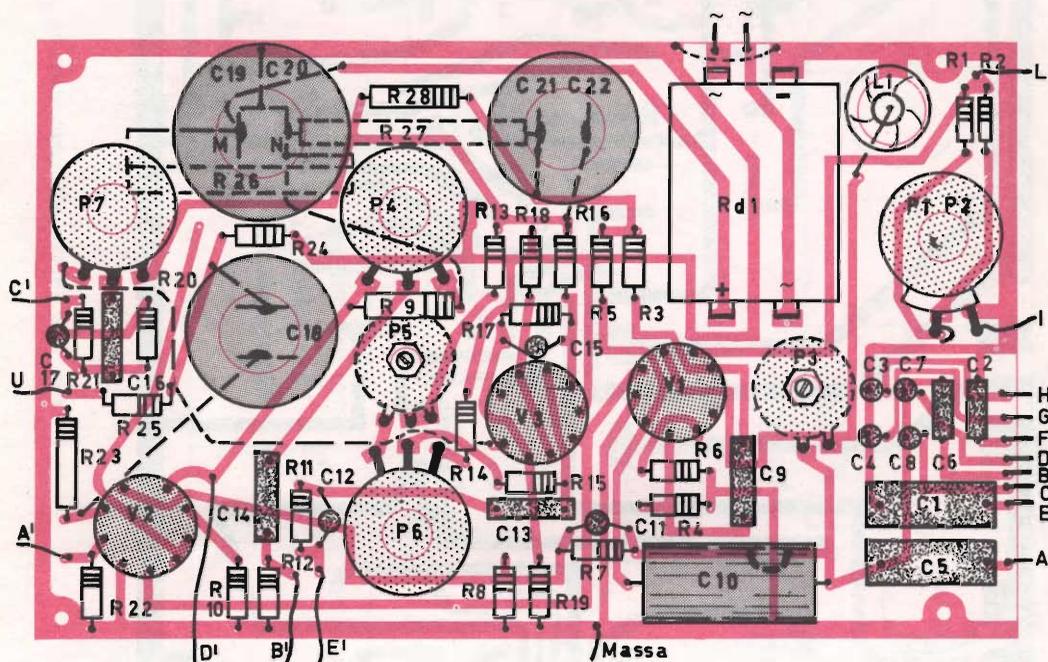
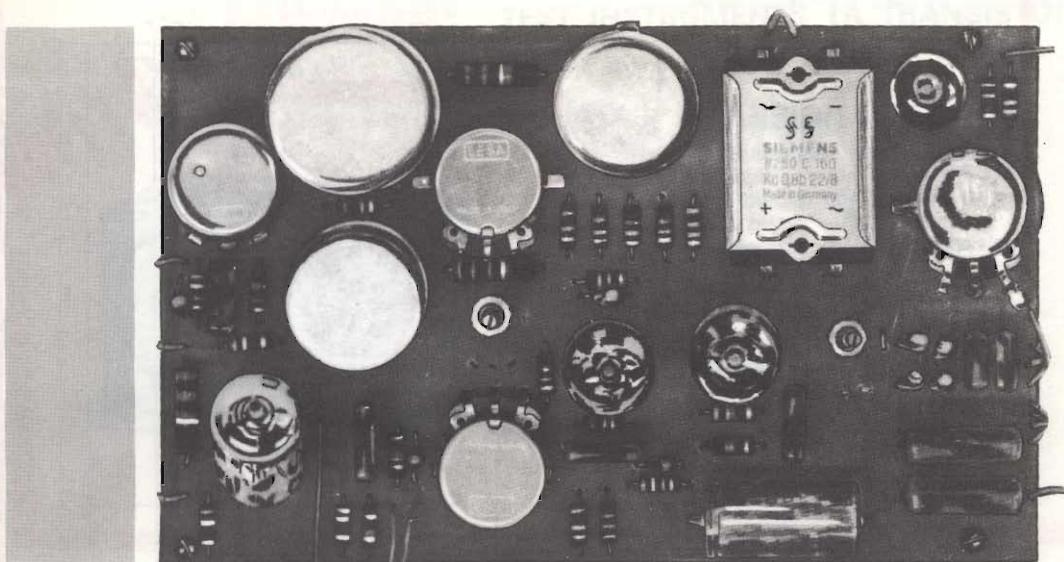



Fig. 19 - Circuito stampato visto dal lato componenti.
Come si presenta il circuito stampato a montaggio ultimato.

In **fig. 18** è riportato il circuito stampato visto dal lato saldature, mentre in **fig. 19** è rappresentata la disposizione dei componenti. Come si nota, i potenziometri P1-P2, P4, P6, P7 sono inseriti direttamente nella piastra, ed hanno gli alberi rivolti verso il lato saldature, in modo da sporgere sul fronte del pannello, mentre i potenziometri di taratura P3 e P5 hanno gli alberi rivolti verso il lato componenti.

La realizzazione dello strumento inizia preparando il circuito stampato su di una piastra 120 x 20 x 200 mm, e forandolo in base alle indicazioni di **fig. 18**.

Prima di effettuare il montaggio dei componenti, è bene tener presente che, al fine di facilitare l'innesco dell'oscillatore, i condensatori C1-C5, C2-C6, C3-C7 e C4-C8 devono essere il più possibile di ugual valore; evidentemente il mezzo migliore sarebbe quello di sceglierli mediante misura con ponte per capacità. È comunque possibile correggerne il valore con condensatori aggiunti in fase di taratura.

Occorre poi accorciare gli alberi dei potenziometri P1-P2, P4, P6 e P7, in modo tale da adattarli alla profondità delle manopole corrispondenti; è inoltre opportuno effettuare un taglio sulla testa degli alberi dei potenziometri P3 e P5, in modo da poterli regolare con un cacciavite.

La lampada L1 viene inserita nell'apposito foro e fissata con una goccia di stagno alla massa del circuito.

Il condensatore doppio C21-C22 deve avere l'involucro collegato alla massa, ed anche i potenziometri P-1 P-2, P4, P6 e P7 devono avere la carcassa collegata a massa mediante le apposite alette oppure con un conduttore.

È inoltre buona norma rinforzare con un conduttore di rame i collegamenti dei filamenti del circuito stampato.

Dopo aver fissato tutti i componenti, occorre effettuare i collegamenti a ponte al di sotto del circuito stampato, come appare in **fig. 19**, dove tali collegamenti sono disegnati tratteggiati; ed ancora occorre fissare le resistenze R26 e R27 tra i terminali M-N e N-O dei condensatori C19-C20 e C21-C22.

A tutti i punti d'uscita, indicati con le lettere in **fig. 19**, devono essere collegati conduttori di opportuna lunghezza,

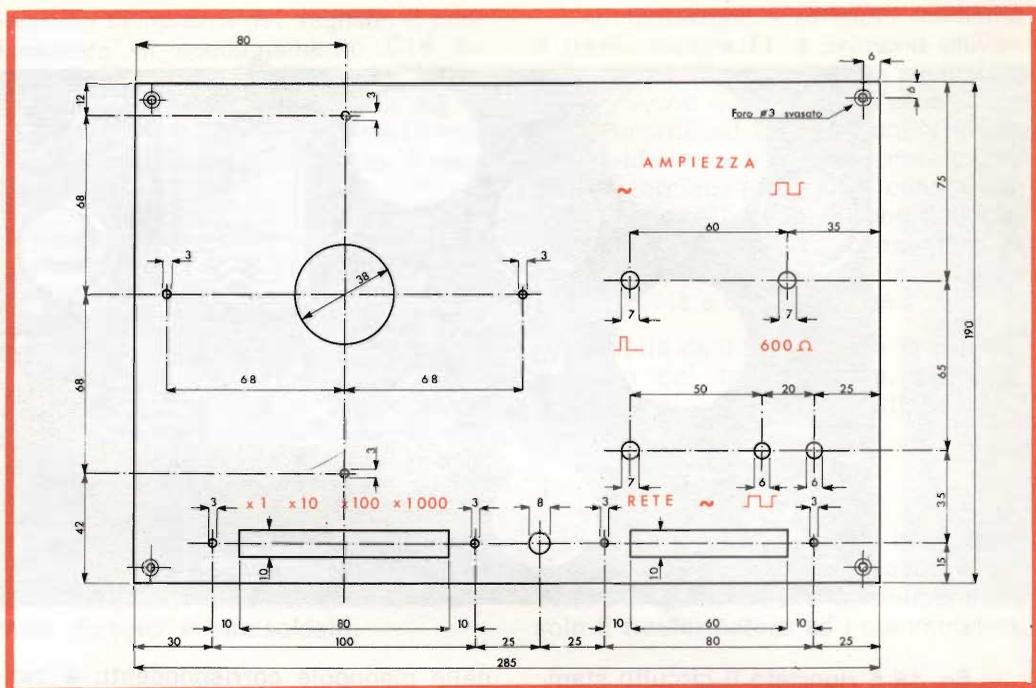



Fig. 20 - Piano di foratura e diciture del pannello frontale (quote in nero - simboli e scritte in colore).

che saranno inviati ai commutatori ed ai morsetti situati sul pannello frontale.

Il pannello di comando può essere realizzato secondo il disegno di **fig. 20**.

In tale realizzazione il potenziometro doppio P1-P2, che consente la regolazione fine della frequenza, è variato mediante la demoltiplica della scala graduata visibile nella fotografia. Tale soluzione può però risultare un poco costosa, ed in sostituzione della scala graduata fornita di demoltiplica, è possibile usare un disco di alluminio applicato ad una manopola, la quale sarà fissata sull'albero del potenziometro doppio. Tale disco sarà graduato in sede di taratura e la lettura avviene in corrispondenza di una tacca segnata sul pannello.

Il pannello può essere realizzato in lamiera di alluminio di 1 mm di spessore, e le diciture possono essere scritte con inchiostro di china, tenendo presente che si ottiene un miglior risultato pulendo il pannello con tela smeriglio, proteggendo poi le diciture con un foglio di plastica trasparente autoadesiva.

I commutatori K1 e K2-K3 sono a tastiera, rispettivamente a quattro tasti collegati e tre tasti, di cui due collegati ed uno indipendente per la rete.

Il circuito stampato viene fissato al pannello mediante squadrette di alluminio, le cui dimensioni sono rappresentate in **fig. 21**. La squadretta I è fissata al morsetto d'uscita che rappresenta il punto caldo, mentre le squadrette II e III sono fissate alle viti della scala graduata.

Il disegno di **fig. 22** mette in evidenza il montaggio meccanico, mentre in **figura 23** sono indicati i collegamenti ai commutatori.

Il collegamento tra la massa del circuito stampato ed il pannello è affidato

TEST INSTRUMENTS (A TRANSISTORI)

NOVITA'

TRANSIGNAL AM

— Generatore modulato di segnali a radio frequenza (alta e media) con funzione di analizzatore elettronico per la taratura e la localizzazione del guasto negli apparecchi radio a transistori.

L. 12.800

TRANSIGNAL FM.

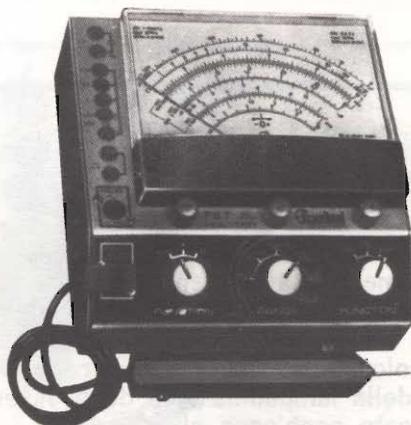
L. 18.500

CAPACIMETRO AF. 101

L. 29.500

FET MULTITEST

Il primo tester elettronico con transistore ad effetto di campo.

— FUNZIONAMENTO ISTANTANEO
— TOTALE INDIPENDENZA DELLA RETE LUCE
— ASSOLUTA STABILITA' DELLO ZERO IN TUTTE LE PORTATE
— NESSUNA INFLUENZA SUL CIRCUITO IN ESAME (8 MΩ sul probe)
— AMPIA GAMMA DI MISURA: Volt CC - Volt CA - mA CC - Ω - pF (da 2 pF a 2000 pF).

ONDAMETRO DINAMICO AF 102 GRID-DIP-METER

L. 29.500

GENERATORE TV (VHF UHF)

L. 18.500

— Generatore di barre verticali ed orizzontali per il controllo della stabilità, linearità e sensibilità del televisore.

GRATIS LE CARATTERISTICHE E IL MANUALETTO PER LA RIPARAZIONE DEGLI APPARECCHI A TRANSISTORI - Richiedetelo alla Radioelettromeccanica KRUNDAAL - PARMA - Via F. Lombardi, 6 - 8 - Tel. 24.244

Fig. 21 - Squadrette di sostegno per il circuito stampato.

alle squadrette di sostegno; però è bene alimentare i filamenti delle valvole, di cui un capo è a massa, attraverso i punti FIL e MASSA, al fine di evitare pericolosi ritorni di massa. Il capo isolato della lampadina spia deve essere collegato anch'esso al punto FIL.

Il secondario ad alta tensione del trasformatore alimenta i punti segnati con il simbolo ~, ed i fili devono essere intrecciati. Un capo del primario del trasformatore è interrotto dall'interruttore di rete K3.

Lo strumento può essere racchiuso in un contenitore in alluminio realizzato in base al disegno di **fig. 24**, in modo da ottenere una fascia laterale a cui vengono applicati il pannello frontale ed il pannello posteriore, il quale sarà forato in vari punti al fine di favorire la ventilazione interna, e sul quale troverà posto il cambiatensione-portafusibile. Il trasformatore di alimentazione può essere fissato sulla base dello strumento.

Taratura

Dopo aver completato la costruzione si può passare alla fase di messa a punto. Naturalmente l'accuratezza della taratura dipende in gran parte dagli strumenti usati, ed i migliori risultati si ottengono usando un oscilloscopio per controllare la forma d'onda del segnale d'uscita, ed un oscillatore campione per tarare le scale della frequenza. Le quattro gamme sono suddivise come segue:

X1: da 10 Hz a 100 Hz

X10: da 100 Hz a 1000 Hz

X100: da 1000 a 10.000 Hz

X1000: da 10 kHz a 100 kHz

L'operazione di taratura procede nel seguente modo:

— con il tasto ~ premuto e con il potenziometro P4, che regola l'ampiezza della tensione sinusoidale, ruotato circa a metà corsa, si osservi il segnale d'uscita all'oscilloscopio, oppure in mancanza di questo, lo si ascolti attraverso un amplificatore provvisto di altoparlante;

— si prema il tasto corrispondente alla portata **X1** della frequenza, ruotando il potenziometro P1-P2, che regola la frequenza, in senso antiorario, ottenendo una frequenza di oscillazione di 100 Hz;

— si agisca sul potenziometro di taratura P3, regolabile mediante cacciavite, e lo si ruoti sino a che compare il segnale all'uscita, regolandolo in modo tale che l'oscillazione inneschi appena, per poter ottenere la

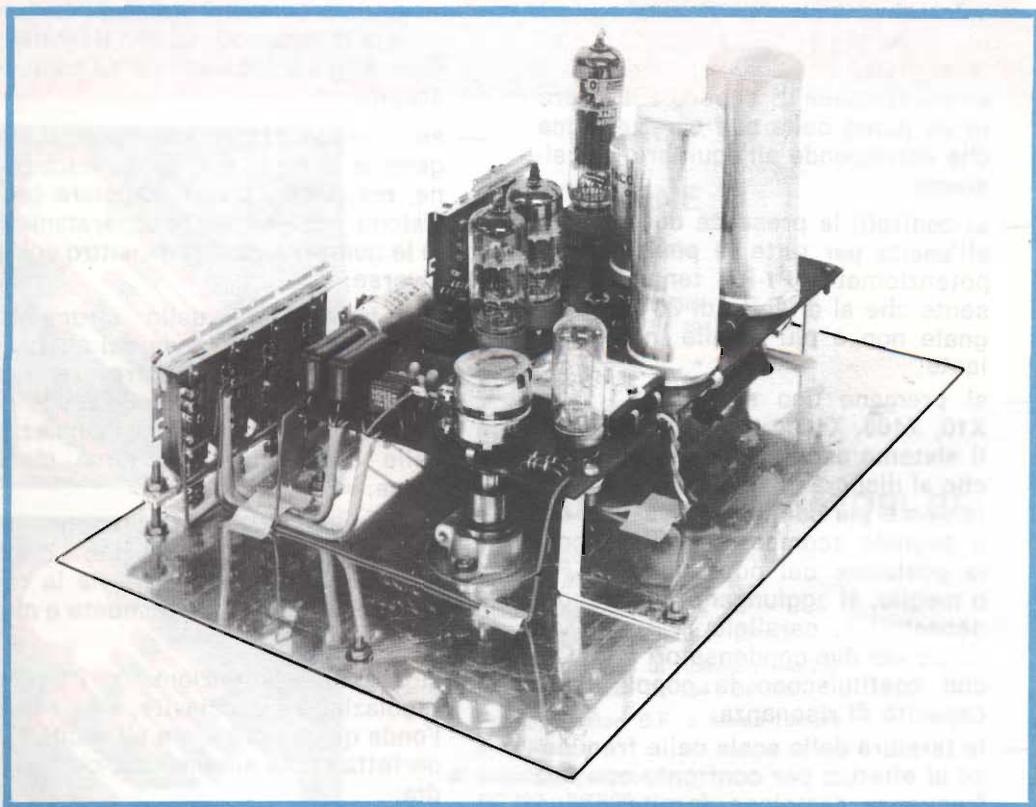



Fig. 22 - Montaggio meccanico dello strumento: in evidenza le squadrette di sostegno del circuito stampato.

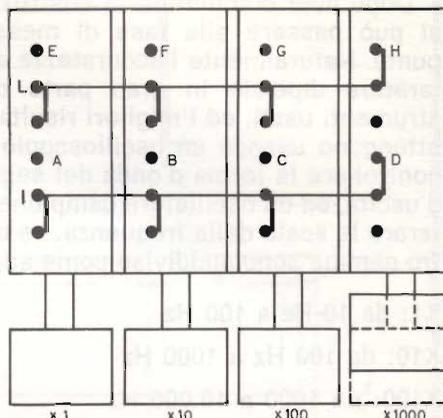
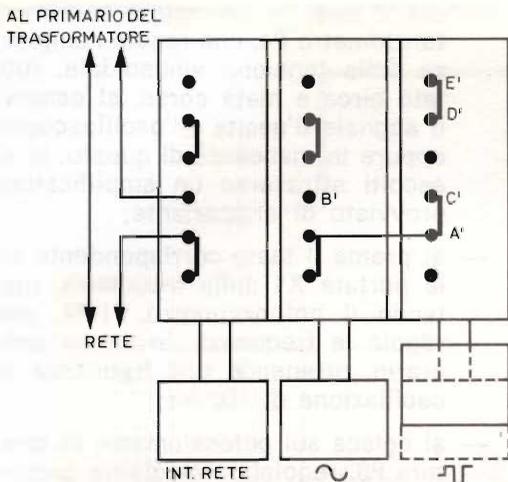



Fig. 23 - Collegamenti ai commutatori a tastiera.

forma d'onda perfettamente sinusoidale; si noti che, se i condensatori non sono esattamente uguali, occorre attendere qualche secondo affinché la lampada L1 si porti a lavorare in un punto della sua caratteristica che corrisponde all'equilibrio del sistema;

— si controlli la presenza del segnale all'uscita per tutte le posizioni del potenziometro P1-P2, tenendo presente che al di sotto di 30 Hz il segnale non è più udibile in altoparlante:

— si premano uno alla volta i tasti **X10, X100, X1000,** e si controlli che il sistema oscilli ,tenendo presente che al disopra di 15.000 Hz il segnale non è più udibile; nel caso in cui il segnale scomparisse, si ritocchi la posizione del potenziometro P3, o meglio, si aggiungano piccoli condensatori in parallelo ad uno o all'altro dei due condensatori C1... C8, che costituiscono la coppia della capacità di risonanza;

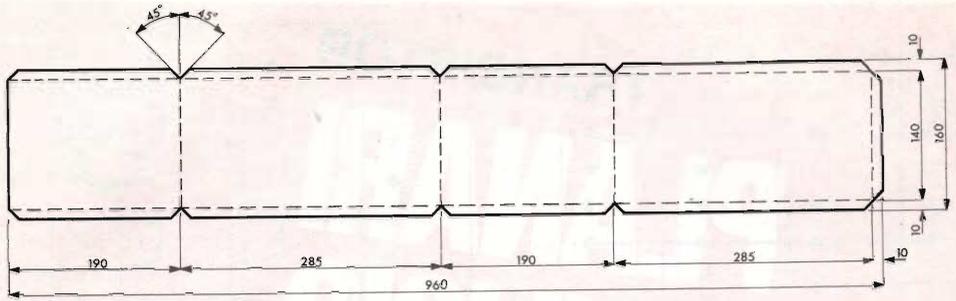
— la taratura della scala delle frequenze si effettua per confronto con una frequenza campione fornita da un generatore di segnale tarato; in mancanza di meglio si possono tarare alcuni punti nella gamma **X1** (10÷100 Hz) e **X10** (10÷1000 Hz), basandosi sul confronto con la frequenza di rete a 50 Hz, con il metodo delle fifigure di Lissaions all'oscilloscopio;

— se i condensatori sono precisi, le gamme si ricoprono abbastanza bene, ma, volendo una maggiore precisione, occorre tarare separatamente le quattro gamme su quattro scale diverse;

— per la taratura dello strumento quando la forma d'onda del segnale d'uscita è quadra, occorre premere il tasto ⎍⎍ , portando il potenziometro P7, che regola l'ampiezza delle onde quadre, a circa metà corsa;

— si porti quindi il potenziometro P6, che sul pannello è indicato con il simbolo ⎍ e che regola la durata dell'impulso, esattamente a metà corsa;

— si regoli il potenziometro P5, con regolazione a cacciavite, sino a che l'onda quadra presente all'uscita sia perfettamente simmetrica, cioè quadra;

— si fissino infine gli alberi dei potenziometri P3 e P5 con una goccia di vernice.

A questo punto lo strumento è tarato ed è in grado di fornire un segnale la cui frequenza può variare da 10 Hz a 100.000 Hz. Tale estensione di gamma è più che sufficiente per le consuete misure sui circuiti operanti nel campo delle basse frequenze, ma, per chi volesse ottenere la gamma 20 Hz÷200 mila Hz, è sufficiente dimezzare il valore dei condensatori C1... C8.

Lo strumento è quindi completato e si può procedere al suo impiego. Facciamo però notare che molto spesso, ad esempio nelle misure sugli amplificatori, occorre avere a disposizione tensioni molto piccole, dell'ordine dei millivolt. Poiché il potenziometro che regola l'ampiezza del segnale d'uscita dello strumento non può avere una simile risoluzione, è necessario applicare all'uscita dello strumento un attenuatore, il quale consente di dividere X10, X100 o X1000 il valore della tensione.

Abbiamo preferito realizzare separatamente tale attenuatore, e della sua costruzione tratteremo in un prossimo articolo, unitamente ad alcuni esempi di applicazione, con particolare riguardo alle misure sugli amplificatori.

Ing. P. RICCI

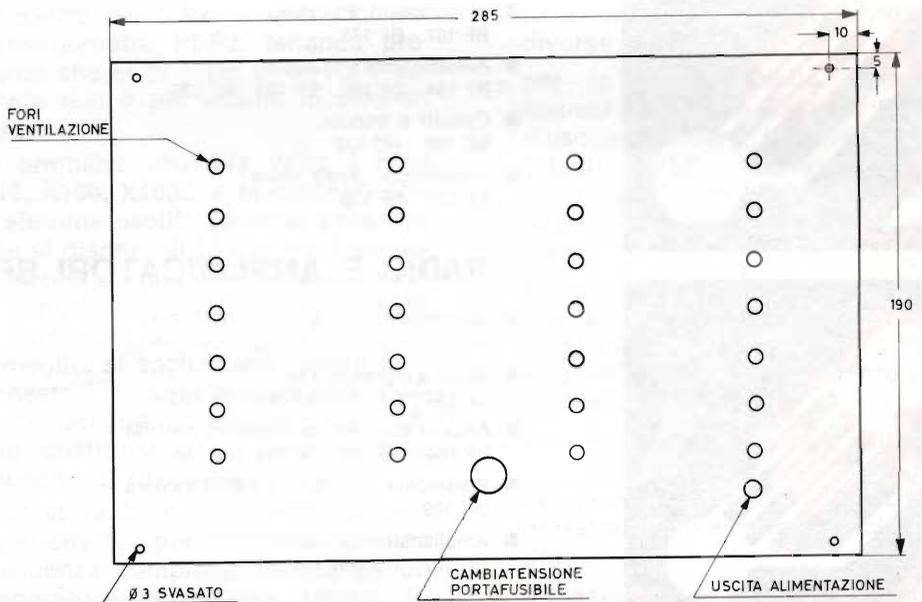



Fig. 24 - Fascia laterale e pannello posteriore del contenitore.

N.	Simbolo	Descrizione	N. G.B.C.
1	R1	4,7 kΩ - ½ W	D/31
1	R2	4,7 kΩ »	D/31
1	R3	33 kΩ »	D/31
1	R4	1 MΩ »	D/31
1	R5	15 kΩ »	D/31
1	R6	330 Ω »	D/31
1	R7	330 kΩ »	D/31
1	R8	470 kΩ »	D/31
1	R9	47 kΩ - 1 W	D/41
1	R10	3,3 kΩ - ½ W	D/31
1	R11	100 kΩ »	D/31
1	R12	1 MΩ »	D/31
1	R13	22 kΩ »	D/31
1	R14	15 kΩ »	D/31
1	R15	100 kΩ »	D/31
1	R16	10 kΩ »	D/31
1	R17	56 kΩ »	D/31
1	R18	15 kΩ »	D/31
1	R19	27 kΩ »	D/31
1	R20	1 MΩ »	D/31
1	R21	39 kΩ »	D/31
1	R22	3,3 MΩ »	D/31
1	R23	2,2 kΩ - 1 W	D/31
1	R24	10 kΩ - ½ W	D/31
1	R25	270 Ω »	D/31
1	R26	1 kΩ - 4 W	D/75
1	R27	10 kΩ »	D/75
1	R28	1 kΩ - 1 W	D/41
1	P1-P2	50 + 50 kΩ Pot. doppio	D/293
1	P3	2,5 kΩ lineare	D/202
1	P4	100 kΩ lineare	D/212
1	P5	100 kΩ lineare	D/202
1	P6	100 kΩ lineare	D/212
1	P7	10 kΩ lineare	D/332

N.	Simbolo	Descrizione	N. G.B.C.
1	C1	0,33 μF	B/184-10
1	C2	0,033 μF	B/184-4
1	C3	3300 pF	B/12
1	C4	330 pF	B/11
1	C5	0,33 μF	B/184-10
1	C6	0,033 μF	B/184-4
1	C7	3300 pF	B/12
1	C8	330 pF	B/11
1	C9	0,047 μF	B/184-5
1	C10	8 μF - 350 V	B/557
1	C11	220 pF	B/11
1	C12	100 pF	B/11
1	C13	0,047 μF	B/184-5
1	C14	0,047 μF	B/184-5
1	C15	33 pF	B/11
1	C16	0,1 μF	B/184-7
1	C17	220 pF	B/11
1	C18	500 μF - 50 V	B/694
1	C19-C20	40 + 40 μF - 500 V	B/667
1	C21-C22	32 + 32 μF - 500 V	B/666
1	V1	ECC 85	
1	V2	ECL 82	
1	V3	ECC 85	
1	L1	lampada 220 V - 3 W	G/1729
1	Rd1	raddrizzatore B250 - C100	E/162
1	L2	lampada spia	G/1820-R
1	Fus	portafusibile - cambiatensione	G/2118
1	—	fusibile da 0,5 A	G/1901-6
1	T1	tras. di alimentazione	H/184-3
1	K1	tastiera a 4 tasti collegati	O/535
1	K2-K3	tastiera a 3 tasti di cui uno indipendente e due collegati	O/534
1	—	scala graduata fornita di demoltiplica	F/546
2	—	monopole	F/57
1	—	manopola	F/250
2	—	morsetti	G/914-1N

SIRENA ELETTRONICA

HIGH-KIT UK10

L'azione di questa sirena è comandata da un pulsante, la cui chiusura fornisce l'alimentazione diretta del circuito che genera oscillazioni di notevole ampiezza. Di conseguenza l'altoparlante emette un suono intenso e chiaramente percepibile anche a grande distanza.

In condizioni di riposo il pulsante è normalmente aperto e la tensione fornita dalla batteria non giunge ad alimentare il circuito. Quando si ha la necessità di mettere in azione la sirena si preme il pulsante ed il dispositivo

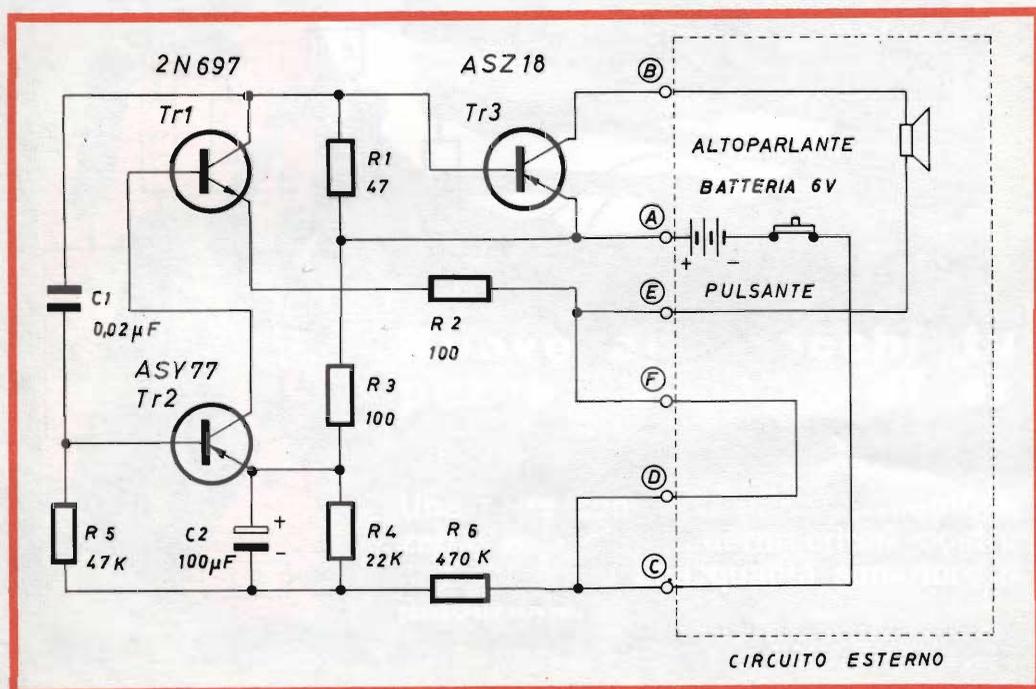



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

comincia a funzionare (vedi fig. 1); si stablisce ai capi della resistenza R_1 una caduta di tensione, la quale viene riportata attraverso la capacità C_1 sulla base di Tr2. L'applicazione in base di un segnale negativo porta Tr2 a condurre meno corrente, infatti in queste condizioni la V_{BE} risulta diminuita in valore assoluto.

Poiché il collettore di Tr2 è collegato direttamente alla base di Tr1, segue subito che anche Tr1 conduce meno corrente in quanto è diminuita la sua I_B. Si ha quindi una variazione positiva nella caduta di tensione su R_1, che nuovamente attraverso C_1 viene riportata in base di Tr2.

Il ciclo di funzionamento procede questa volta in senso inverso, e poi continua a ripetersi indefinitamente. La base del transistor di potenza Tr3, essendo collegata al carico R_1, risulta comandata da tutte queste variazioni di tensione che vengono amplificate ed inviate all'altoparlante.

Per ottenere il massimo rendimento l'altoparlante deve avere le seguenti caratteristiche: impedenza compresa fra 3 e 8 Ω, potenza di almeno 1 W, gamma di riproduzione comprendente la frequenza dei 1.000 Hz.

Montaggio dei componenti

La figura 2, dove sul lato isolato della piastra a circuito stampato appaiono montati tutti i componenti, serve di guida per localizzare i punti di fissaggio dei terminali di ciascun pezzo.

Ha inizio quindi il montaggio vero e proprio, cominciando con le resistenze ed i condensatori; questi componenti vanno appoggiati sulla piastra dalla

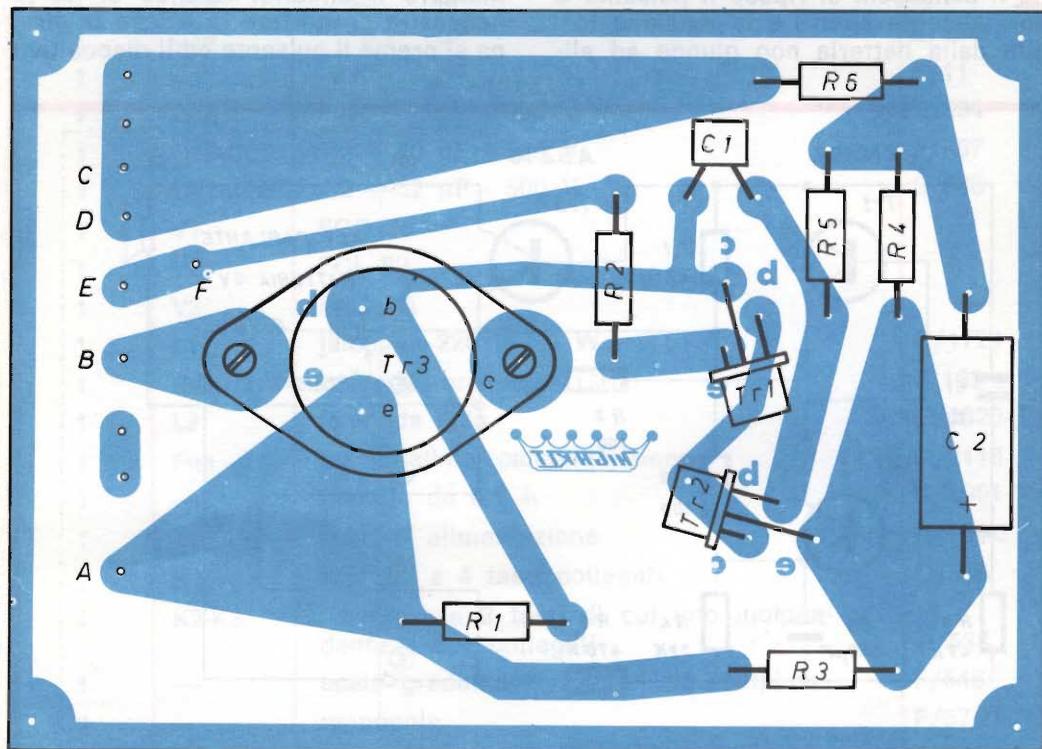
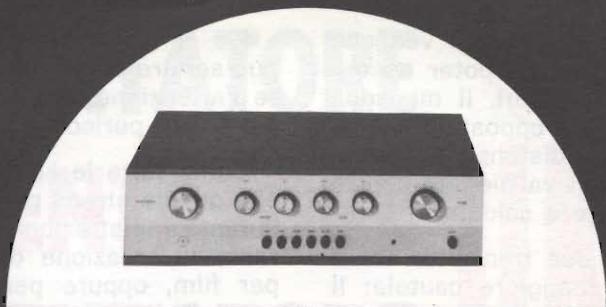
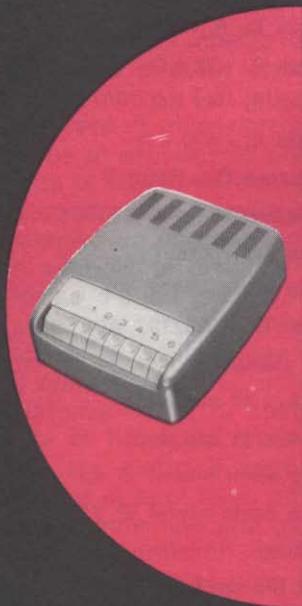



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

parte isolata, i loro terminali vengono piegati ad L in modo da poter essere infilati negli appositi fori. Il moncone sporgente dalla parte opposta deve essere tagliato ad una distanza di 5-6 mm dalla piastra, quindi va piegato contro lo strato conduttore e saldato.

Il fissaggio dei due transistor Tr1 e Tr2 richiede una maggiore cautela: il loro corpo va lasciato ad una certa distanza dalla piastra onde consentire una migliore dissipazione del calore; i terminali non devono essere piegati ma appena allargati e disposti nei relativi fori indicati con **e** (emettitore), **b** (base), **c** (collettore). Il transistor di potenza Tr3 va appoggiato sulla piastra nella posizione indicata, dove la foratura è tale da non consentire errori, quindi va fissato meccanicamente mediante le due viti 4 MA x 10.

I cavi di collegamento delle parti esterne vanno tagliati alla lunghezza opportuna, spelati alle estremità e saldati ai vari punti di contatto segnati con le lettere maiuscole che appaiono in figura 1 e 2.

L'altoparlante va collegato ai punti B ed E; la batteria di alimentazione a 6 V ai punti A (positivo) e C (negativo), però tra il polo negativo ed il punto C bisogna inserire il pulsante di comando.

I punti D ed F vanno uniti con un ponticello di filo.

Applicazioni

Il suono emesso da questa sirena è assai penetrante e risulta chiaramente udibile anche a distanza; ciò rende possibili numerose applicazioni di vario genere. Per esempio se l'apparecchio è montato su un piccolo battello può servire utilmente come avvisatore di posizione in caso di nebbia. Oppure è previsto l'uso come clacson per automobile, in questo caso è sufficiente sostituire il pulsante con l'apposito comando posto sul volante.

Più in generale questo dispositivo può servire come allarme per richiamare l'attenzione in caso di furto, incendio o altri pericoli generici.

Come tutte le sorgenti di suono anche questa sirena può venire utilizzata durante registrazioni, per esempio durante la creazione di colonne sonore per film, oppure per ottenere effetti speciali di altro genere.

Se viene utilizzata una cassetta acustica per il montaggio dell'altoparlante, allora è possibile fissarvi all'interno anche la batteria ed il circuito montato, portando all'esterno il solo pulsante di comando. L'insieme così ottenuto risulta elegante e pratico date le piccole dimensioni d'ingombro ed il funzionamento completamente autonomo.

N.	DESCRIZIONE
1	Resistenza R_1 - 47 Ω
2	Resistenza R_2, R_3 - 100 Ω
1	Resistenza R_4 - 22 kΩ
1	Resistenza R_5 - 47 kΩ
1	Resistenza R_6 - 470 kΩ
1	Condensatore C_1 - 0,02 μF
1	Condensatore C_2 - 100 μF/15 V
1	Transistor Tr1 - 2N697
1	Transistor Tr2 - ASY77
1	Transistor Tr3 - ASZ18
1	Circuito stampato
2	Viti 4 MA × 10 con dado
4	Viti 3 MA × 15 con dado
2	Ranelle a denti interni ∅ 4,2
4	Ranelle a denti interni ∅ 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo cm 50

Kit completo UK 10 - SM/1000
in confezione « Self-Service »
Prezzo di listino L. 5.400

ALIMENTATORE
ALIMENTATORE
ALIMENTATORE

HIGH-KIT

UK 55

Questa scatola di montaggio permette la realizzazione di un alimentatore a 6 V —300 mA, il cui circuito elettrico risulta formato da un trasformatore d'ingresso, da un ponte di raddrizzamento a diodi a doppia semionda, da una cellula di filtraggio e da un transistor in uscita che lavora come stabilizzatore di tensione.

La figura 1 mostra lo schema di principio del circuito elettrico. Quando il trasformatore T di ingresso è allacciato alla rete di alimentazione a 220 V, fornisce al secondario una tensione alternata di 9,5 V. Ai due capi del circuito secondario di questo trasformatore è inserito un ponte a diodi che raddrizza il segnale in arrivo e lo muta in una forma d'onda pulsata. Tra D_1 e D_4 appare una tensione sempre positiva rispetto a quella presente tra D_2 e D_3. Il condensatore C_1 unitamente alle resistenze R_1 ed R_2 costituisce una cellula di filtraggio, cioè ha lo scopo di rendere piatto il segnale pulsato che giunge ai suoi capi. Infatti C_1 si carica lentamente fino alla massima tensione positiva fornitagli dal raddrizzatore; a questo punto si nota che, grazie alla elevata costante di tempo della rete C_1 R_1 R_2, il condensatore C_1 non fa in tempo a scaricarsi che di una frazione assolutamente minima tra una pulsazione e la successiva.

In pratica quindi ai capi della serie R_1 R_2 cade una tensione abbastanza costante; questa tensione viene ulteriormente regolata dalla presenza del transistor Tr1, il quale ha anche lo scopo di rendere l'intero dispositivo quasi insensibile alle variazioni di carico. In pratica ciò viene realizzato puntando contemporaneamente su due fattori: la disposizione usata per il transistor ASZ 18 realizza una bassa impedenza di uscita, inoltre dopo avere stabilito tramite R_2 la polarizzazione collettore-base, la caduta di tensione base-emettitore varia di poco (entro 100-200 mV) per ampie escursioni nella corrente di emettitore, che è poi nel nostro caso la corrente di carico.

Su alcuni prototipi esaminati in laboratorio si è trovato che la tensione di uscita è costante intorno ai 6 V, con variazione del 2-3% dovute ai componenti usati, per valori del carico compresi tra 50 e 300 mA.

Montaggio dei componenti

Conviene iniziare l'operazione con il fissaggio meccanico del trasformatore T e del transistor Tr1, mediante le apposite viti 4MAx10, le rondelle e i dadi relativi. La foratura della piastra a circuito stampato è tale da escludere sbagli nella disposizione del transistor; invece riguardo al trasformatore bisogna avere cura di lasciare verso il bordo esterno della piastra i terminali del primario a 220 V, riconoscibili per il colore nero, i quali vanno saldati ai punti E ed F, mentre i due terminali blu del secondario devono essere fissati ai punti G ed H.

Si procede quindi al montaggio delle resistenze e dei condensatori, sempre secondo la disposizione indicata in figura 2, dove sul lato isolato della piastra a circuito stampato appaiono tutti i componenti nella loro posizione corretta. I reofori delle due resistenze e dei due condensatori, piegati ad L, vanno infilati nei relativi fori; dalla parte opposta i monconi vanno tagliati ad una lunghezza di 5-6 mm, piegati contro lo strato conduttore ed ivi saldati. È importante rispettare le polarità indicate per i condensatori e per i diodi.

Questi ultimi appaiono disegnati in figura 2 secondo la loro posizione naturale, comunque per evitare errori specifichiamo che, per diodi di questo tipo, la parte piatta costituisce il catodo e la parte emisferica l'anodo.

Dopo avere saldato questi diodi e i terminali del transistor fissato in precedenza, si può passare al collegamento dei fili di ingresso e di uscita, dopo aver scelto la lunghezza più opportuna. Dai punti E ed F partono i fili destinati al collegamento con la rete di alimentazione; eventualmente tra essi e la rete si possono inserire un interruttore ed un fusibile di protezione; dai punti A e B quelli relativi all'uscita, tenendo presente che il punto A è il negativo ed il punto B il positivo.

Applicazioni

Un alimentatore capace di fornire una tensione continua di 6 V, abbastanza stabile, come è il caso di questa scatola di montaggio High-Kit UK 55, risulta estremamente utile in qualsiasi laboratorio di elettronica ove ci sia la necessità di lavorare con piccoli circuiti a transistor.

Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

Ancora più utile può risultare per tutti i dilettanti e gli amatori i quali solitamente non hanno a disposizione apparecchiature più complicate e costose.

Oltre alle varie esigenze di laboratorio bisogna dire che questo alimentatore è stato particolarmente studiato per lavorare bene in coppia con gli altri circuiti della serie High-Kit, la maggior parte dei quali è prevista appunto per alimentazione a 6 V. Specialmente alcuni circuiti, come l'interfonico e l'amplificatore b.f., che presumibilmente possono rimanere in condizioni di lavoro per ore ed ore ogni giorno e quindi scaricare presto la batteria, si prestano particolarmente ad essere accoppiati con questo alimentatore.

Le ridotte dimensioni d'ingombro consentono parecchie sistemazioni estremamente pratiche; per esempio è possibile inserire questo apparecchio in un contenitore unitamente ad un altro montaggio High-Kit, e con opportuni collegamenti rendere possibile sia l'alimentazione a batteria sia il collegamento alla rete luce.

N.	Descrizione
1	Resistenza R_1 - 1,5 kΩ
1	Resistenza R_2 - 390 Ω
2	Condensatori C_1, C_2 - 500 μF/15 V
1	Transistor Tr1 - ASZ 18
4	Diodi D_1, D_2, D_3, D_4 - 2 E 2
1	Trasformatore T-200/9,5 V
1	Circuito stampato
4	Viti 4 MA x 10 con dado
4	Viti 3 MA x 15 con dado
4	Ranelle Ø 4,2
4	Ranelle Ø 3,2
4	Distanziatori
2	Spezzoni filo cm 50

Kit completo UK55-SM/1055 in confezione « Self-Service ». Prezzo di listino L. 9.900

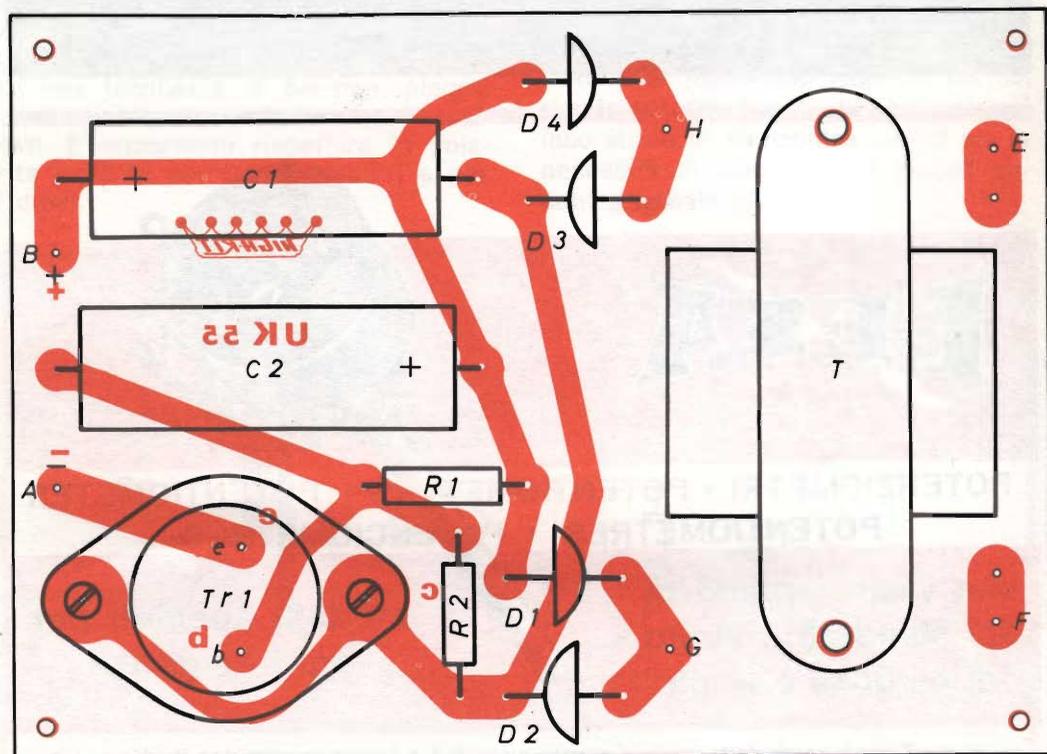



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

GENERATORE DI BARRE "UNA 638"

Questo apparecchio presenta caratteristiche tecniche veramente rilevanti, che lo rendono estremamente versatile nelle sue applicazioni. Con esso infatti è possibile effettuare qualsiasi tipo di controllo su un ricevitore televisivo in maniera rapida ed efficace.

Funzionamento e applicazioni

Lo strumento è un generatore di segnali di tipo particolare, le cosiddette « barre », mediante le quali è possibile controllare l'intero funzionamento di un apparecchio televisivo, sia il cinescopio, sia tutti i circuiti elettrici.

Questo generatore è predisposto per lavorare con tre diversi standard: 625 linee CCIR, 625 e 819 linee francese, i quali possono essere selezionati molto semplicemente mediante tasti.

Il funzionamento è possibile sia nella banda VHF, sia nella banda UHF; un commutatore seleziona le diverse gamme di frequenza. All'interno di ciascuna banda la frequenza di lavoro desiderata viene scelta mediante la rotazione di una manopola, cui è collegato un indice; le scale circolari sono tarate direttamente in MHz.

Sono disponibili l'uscita con segnale video completo con impulsi di sincronismo positivi e negativi; l'uscita audio costituita da una frequenza modulata in AM o in FM; uscite coassiali per le gamme VHF (27 ÷ 250 MHz) e UHF (470 ÷ 830 MHz), da cui si ottiene un segnale di ampiezza variabile da un apposito controllo. Altri comandi permettono di inviare in uscita barre orizzontali oppure verticali e di variare anche il loro numero.

Comandi accessori consentono di sincronizzare la frequenza di quadro con quella di rete, ed anche di variare la frequenza dell'oscillatore di quadro.

Citiamo qualcuna delle applicazioni:

Con segnale video non modulato lo schermo del tubo deve apparire come una superficie uniformemente bianca, perciò è possibile regolare la trappola ionica per la massima luminosità e uniformità; contemporaneamente si possono riconoscere eventuali difetti nel cinescopio, come macchie ed altre zone d'ombra.

Generando barre orizzontali si possono regolare la stabilità e la linearità

verticali; nel caso che la luminosità delle singole barre non sia uniforme il televisore non riproduce bene le basse frequenze.

La generazione di barre verticali consente innanzitutto di mettere a punto la stabilità orizzontale del televisore; inoltre secondo i diversi aspetti delle barre si possono individuare difetti, o cattive regolazioni, nella base dei tempi e nella riproduzione delle frequenze alte. Se poi queste barre appaiono sullo schermo leggermente ondulate, ciò indica che il filtraggio della tensione di alimentazione non è sufficiente, si ha cioè un controllo sul ronzio.

È possibile inoltre effettuare precise verifiche della funzionalità degli stadi media frequenza audio e video, nonchè dell'intero amplificatore video.

La serie delle applicazione non si esaurisce certo con questi esempi: le possibilità di lavoro del generatore EP 638 sono così numerose che praticamente si adattano a qualsiasi esigenza di misura. Come particolarità di importanza non trascurabile aggiungiamo che l'apparecchio può anche funzionare come generatore di segnali modulati in frequenza, e perciò può anche essere usato nella banda delle radio diffusioni in FM.

Caratteristiche costruttive

L'apparecchio è totalmente transistorizzato e tutti i circuiti sono stati montati su circuito stampato, adottando la disposizione a schede inseribili. Con questo sistema, che facilita enormemente la sostituzione di ciascun blocco funzionale, vengono assai semplificati tutti i problemi relativi alla ricerca ed alla riparazione di eventuali guasti. Naturalmente l'equipaggiamento a transistor ha consentito di mantenere le dimensioni entro limiti veramente ridotti, che garantiscono una notevole praticità di impiego e di trasporto.

La disposizione dei comandi sul pannello frontale è stata studiata per semplificare al massimo e rendere più rapide possibile tutte le operazioni di manovra. A questo scopo, oltre alla collocazione geometrica ben distribuita, sono largamente adottati i comandi a pulsante.

L'apparecchio può essere collegato alla rete di alimentazione con qualsiasi valore di tensione e frequenza di 50 Hz; il circuito elettrico è alimentato attraverso uno stabilizzatore, che assicura il funzionamento ottimo indipendentemente da qualsiasi variazione di rete.

Caratteristiche tecniche

Sezione video

Gamme di frequenza

1) 40 ÷ 70 MHz
2) 70 ÷ 110 MHz
3) 160 ÷ 230 MHz
4) 470 ÷ 830 MHz

Stabilità migliore del 0,2 %
Tensione di uscita su 75 Ω:
maggiore di 50 mVpp per le gamme 1), 2), 3)
10 mVpp per la gamma 4)
Frequenza sincronismo di linea:
15625 Hz (625 linee)
20475 Hz (819 linee)
precisione ± 0,5%
Frequenza sincronismo di quadro:
50 Hz ± 1%
Modulazione AM positiva o negativa con profondità di circa il 70%.
Tensione di uscita: 2 Vpp positiva o negativa
Impedenza di uscita: 300 Ω
Numero delle barre orizzontali e verticali regolabili.

Sezione suono

Frequenza portante pari alla somma o alla differenza della portante video e della frequenza corrispondente alla distanza intercarrier.
Tensione di uscita: 5 mVpp
Modulazione AM o FM
Distanza intercarrier da 5 a 15 MHz
Tensione di uscita: 1 V a circuito aperto

PROCEDIMENTO TEORICO-PRATICO PER IL CALCOLO DEGLI ATTENUATORI

di L. Biancoli

In una precedente occasione, abbiamo chiarito il concetto di attenuatore, nelle sue varie versioni. In tal modo, è stato possibile esporre in forma succinta i principi che ne governano il funzionamento, e fornire il metodo di calcolo per gli attenuatori di tipo ad « L », o potenziometrico, aventi una struttura assai semplice.
Come avevamo promesso, questa volta ci occuperemo invece del metodo di calcolo degli attenuatori più complessi, vale a dire dei tipi simmetrici, bilanciati o non bilanciati, denominati a « T », ad « H », a « π », ed a « π » simmetrico, detto anche ad « 0 ».

I motivi per i quali gli attenuatori vengono impiegati nei circuiti elettronici sono di natura assai varia, e — sotto questo aspetto — occorre in primo luogo fare una importante precisazione.

Gli attenuatori, nelle loro numerose versioni, possono essere di due categorie principali: **resistivi** e **reattivi**. I primi, costituiti esclusivamente da resistenze chimiche o comunque antiinduttive, hanno il solo compito di provocare delle cadute di tensione, secondo rapporti di attenuazioni valutati in termini di valori di tensione, di corrente, di potenza, o espressi in decibel, senza alcun riferimento apprezzabile agli effetti della frequenza delle correnti da attenuare, nel caso si tratti di correnti alternate o di correnti di segnale.

I secondi — per contro — consistono in elementi reattivi, in cui prendono parte induttanze e capacità. La loro struttura è assai simile a quella della categoria precedente, dal punto di vista circuitale. Tuttavia, essi svolgono una azione totalmente diversa, in quanto — oltre ad esercitare un effetto di attenuazione come quello già descritto — hanno una loro discriminazione tipica di frequenza, che ne consente l'impiego nei circuiti percorsi da segnali aventi varie frequenze, per attenuarne alcune più di altre, al fine di modificare il responso alle diverse frequenze di uno stadio o di un'apparecchiatura.

Quest'ultima categoria comprende gli attenuatori del tipo « LC », che esulano dall'argomento che ci siamo proposto. Di conseguenza, le norme di calcolo verranno qui fornite esclusivamente per agli attenuatori resistivi, normalmente usati per attenuare dei segnali, sia ad Alta che a Bassa Frequenza, indipendentemente dal valore di quest'ultima.

Gli attenuatori di questo tipo trovano vaste possibilità di impiego negli strumenti di misura, quali ad esempio i generatori di segnali, per variare l'am-

piezza del segnale di uscita in modo conforme alle esigenze del tecnico.

Per svolgere l'argomento in modo logico e razionale, esamineremo in primo luogo il calcolo numerico, in funzione dei valori di tensione e di corrente. In secondo luogo, esamineremo invece un metodo assai pratico per calcolare gli elementi resistivi in funzione di un qualsiasi rapporto di attenuazione, espresso in decibel.

IL CALCOLO NUMERICO

I due tipi di attenuatori resistivi maggiormente noti sono quelli denominati a « T » ed a « π »; di essi ci siamo già occupati a suo tempo, per cui non ci dilungheremo sulla loro struttura. L'attenuatore ad « L » — inoltre — anch'esso a suo tempo descritto, non verrà qui considerato, in quanto si tratta del normale **partitore di tensione**, di cui abbiamo già fornito il metodo di calcolo.

Agli effetti del calcolo numerico di un attenuatore, occorre dunque prendere in considerazione diversi fattori, e precisamente:

E_s = Tensione fornita dalla sorgente, espressa in volt

I_n = Corrente che scorrerebbe internamente al carico, senza la presenza dell'attenuatore, espressa in ampère

I_c = Corrente che scorre attraverso il carico con l'attenuatore inserito

R_c = Resistenza interna del carico, espressa in ohm

R_s = Resistenza interna della sorgente, espressa in ohm

E_c = Tensione applicata al carico, con attenuatore inserito

r = Rapporto di attenuazione, espresso in frazione dell'unità.

In genere, quando occorre calcolare un attenuatore, sia esso a T o ad H, a « π » o ad « 0 », alcuni dei suddetti dati sono disponibili, ed altri possono essere facilmente calcolati in funzione dei primi, mediante la semplice applicazione della legge di Ohm, e di quella di Kirchhoff.

Ciò che invece rappresenta le incognite, sono i valori delle resistenze che costituiscono gli attenuatori propriamente detti. Vediamo ora come viene effettuato il calcolo, a seconda dei casi.

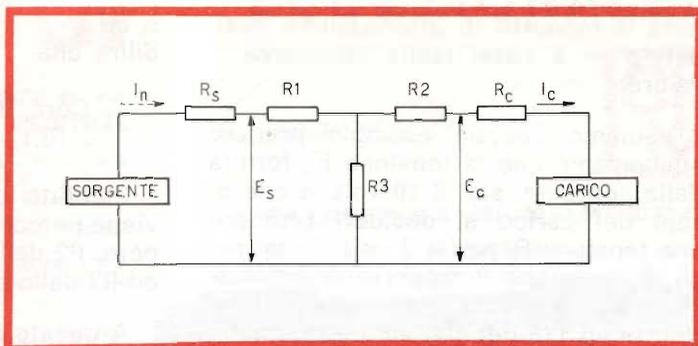
Aggiungiamo anche che ci occuperemo esclusivamente degli attenuatori simmetrici, ad impedenza costante, nei quali l'impedenza caratteristica dello stesso attenuatore è uguale a quella interna della sorgente, ed a quella interna del carico. Tali sono infatti gli attenuatori solitamente usati nel campo degli strumenti di misura.

L'attenuatore a « T »

La **figura 1** illustra il circuito tipico di un attenuatore a « T » del tipo non **bilanciato**. Ciò significa che — pur potendo essere simmetrico, quando R1 ed R2 hanno il medesimo valore — un capo dell'attenuatore è di solito in contatto diretto con la massa, per cui le tensioni presenti all'ingresso ed all'uscita sono riferite appunto come ampiezza e come polarità al potenziale di massa.

Abbiamo già fornito la spiegazione dei simboli adottati in questo circuito: vorremmo però ribadire che « I_n » rappresenta l'intensità della corrente che scorrerebbe nel circuito, qualora R1, R2 ed R3 non esistessero, ed il carico fosse applicato direttamente ai capi della sorgente di tensione.

R_s ed R_c, vale a dire la resistenza interna della sorgente e del carico, sono rappresentate schematicamente in serie, mentre — in realtà — non esistono nel circuito: la loro presenza è ciò nonostante necessaria, per esigenze didattiche.

Fig. 1 - Circuito di un attenuatore a « T » non bilanciato. R_s ed R_c sono simboliche, e rappresentano la resistenza interna della sorgente e del carico. Affinché l'attenuatore sia simmetrico, R1 deve avere il medesimo valore di R2.

In assenza delle tre resistenze che costituiscono la cellula di attenuazione, l'intensità della corrente sarebbe data da:

$$I_n = E_s : R_c$$

In tali condizioni — inoltre — la tensione applicata al carico, E_c, sarebbe eguale a quella presente ai capi della sorgente, in quanto non vi sarebbe alcuna caduta di tensione lungo la linea. Di conseguenza, si avrebbe che

$$E_s = E_c$$

Supponiamo invece che il rapporto « r » di attenuazione sia pari a 4, e che quindi l'attenuatore che desideriamo calcolare sia tale da ridurre la tensione E_c alla quarta parte della tensione E_s: di conseguenza, sappiamo a priori che

$$E_c = \frac{E_s}{4}$$

oppure che

$$E_s = E_c \times 4$$

Una volta nota la resistenza R_c del carico, possiamo subito stabilire che — nota la tensione (E_s : 4) applicata ai suoi capi — la corrente che la percorre è data da:

$$I_c = E_c : R_c$$

$$= \frac{E_s}{4} : R_c$$

Partendo dal presupposto che la corrente fornita dalla sorgente debba restare della medesima intensità, con attenuatore inserito o senza che esso faccia parte del circuito, è necessario che la corrente che scorre attraverso R3, che si trova in parallelo alla linea, sia di intensità tale che, sommata ad R_c, dia una risultante pari a I_n. Di conseguenza, possiamo stabilire che

$$\text{Corr. in R3} = I_n - I_c$$

In considerazione di tutto ciò, sappiamo che R1 viene percorsa dalla corrente

$$(I_n - I_c) + I_c$$

vale a dire dalla corrente totale I_n, in quanto $- I_c$ e $+ I_c$ si elidono a vicenda: per contro, R2 viene percorsa esclusivamente dalla corrente I_c.

Infine, dal momento che R1 determina una prima caduta di tensione, e che la tensione presente tra R1 ed R2, ossia in corrispondenza del terminale superiore di R3 è già inferiore ad E_s, sembrerebbe a tutta prima che R2 debba avere un valore inferiore a quello di R1.

Ciò comunque può accadere, a patto che non si desideri realizzare un attenuatore simmetrico, poiché — come abbiamo già precisato — R1 deve essere eguale ad R2.

Ne deriva che — note le intensità di corrente che percorrono le due resistenze, e la caduta di tensione totale che esse devono provocare per otte-

nere il rapporto di attenuazione desiderato — è assai facile calcolarne il valore.

Vediamo ora un esempio pratico: supponiamo che la tensione E_s, fornita dalla sorgente, sia di 10 volt, e che ai capi del carico si desideri ottenere una tensione E_c pari a 2 volt: in tal caso, è ovvio che il rapporto di attenuazione è 5, in quanto la tensione E_s viene ridotta ad 1/5 del suo valore originale.

Supponiamo ancora che la resistenza interna della sorgente sia pari a $R_s = 100$ ohm, e che tale sia anche la resistenza del carico R_c.

Possiamo quindi calcolare immediatamente I_n, che sarà data da:

$$I_n = 10 : 100 = 0{,}1 \text{ ampère}$$

La caduta di tensione che si desidera ottenere è data dalla differenza tra E_s ed E_c, ossia

$$E_s - E_c = 10 - 2 = 8 \text{ volt}$$

Di conseguenza, questa è la tensione di cui si deve ottenere la caduta ai capi del circuito in serie costituito da R1 + R2. Orbene, come certamente il lettore sa, conoscendo la caduta di tensione e l'intensità della corrente, è assai facile calcolare il valore di una resistenza, mediante la nota legge di Ohm: tuttavia, in questo caso particolare, occorre tener presente che R1 ed R2 vengono percorse da due correnti di diversa intensità: vediamo quindi di stabilirle.

La corrente I_c che scorre attraverso il carico è data dal quoziente tra la tensione ad esso applicata e la sua resistenza, per cui avremo

$$I_c = \frac{E_c}{R_c} = (2 : 100) = 0{,}02 \text{ ampère}$$

Oltre a ciò, abbiamo stabilito in precedenza che la corrente che scorre attraverso R3 è pari alla differenza tra I_n ed I_c: di conseguenza, possiamo stabilire che

$$\text{Corr. in R3} = (I_n - 0{,}02) = (0{,}1 - 0{,}02) = 0{,}08 \text{ ampère}$$

Stabilito ciò, sappiamo già che R1 viene percorsa dalla corrente di 0,1 ampère, R2 dalla corrente di 0,02 ampère, ed R3 dalla corrente di 0,08 ampère.

A questo punto, non rimane che applicare le due semplici leggi di Ohm e di Kirchhoff per effettuare il calcolo dei valori delle tre resistenze in gioco.

Ammesso in primo luogo che l'attenuatore così concepito debba essere simmetrico, avremo già stabilito a priori che R1 = R2: di conseguenza, sembrerebbe anche logico supporre che la caduta di tensione presente ai capi di R1 e di R2 debba essere la medesima. Sotto questo aspetto, occorre però considerare che — come già assodato — le due resistenze vengono percorse da correnti di diversa intensità, maggiore in R1 che non in R2. Di conseguenza, affinché le due cadute di tensione risultassero eguali, sarebbe indispensabile una differenziazione tra i due valori resistivi, il che è in antitesi con l'esigenza premessa della simmetria. È dunque chiaro che — essendo R1 ed R2 del medesimo valore, ed essendo esse percorse da correnti di diversa intensità — le tensioni presenti ai rispettivi capi devono differire tra loro.

La **figura 2** rappresenta il medesimo attenuatore di figura 1, con la differenza che le resistenze simboliche R_s ed R_c sono state omesse, mentre sono stati riportati i diversi valori che sono noti a priori, vale a dire la tensione E_s (10 volt), la tensione E_c (2 volt), la corrente I_n (0,1 ampère), la corrente I_c (0,02 ampère), e la corrente che scorre attraverso R3 (0,08 ampère). È infine rappresentata la caduta di tensione totale che si verifica ai capi di R1 e di R2 in serie tra loro, pari alla somma delle due cadute di tensione, e corrispondente ad 8 volt.

Fig. 2 - In questo attenuatore a « T » non bilanciato, sono riportati tutti i valori di tensione e di corrente che intervengono agli effetti del calcolo numerico dei valori di R1, R2 ed R3.

Il problema più arduo consiste nello stabilire esattamente la caduta di tensione tra A e B, ossia ai capi di R1, e tra B e C, ossia ai capi di R2. Il punto D ha importanza solo agli effetti del ragionamento che stiamo per fare.

Sappiamo — dal principio di Kirchhoff — che il valore risultante di due resistenze in parallèlo è dato dal quoziente tra il loro prodotto, e la loro somma. Ebbene, la prima cosa da stabilire è il valore resistivo totale presente tra B e D, dal lato del carico. Tale resistenza è data dalla risultante di due rami in parallelo tra loro: uno è costituito da R1 e da R_c (quest'ultima di 100 ohm), in serie tra loro, e l'altro è costituito da R3, che si trova in parallelo alle prime due.

Di conseguenza, la resistenza tra B e D è data da

$$\frac{(R2 + 100) \times R3}{(R2 + 100) + R3}$$

Sappiamo anche che la corrente che scorre attraverso R2 ed attraverso il carico ha un'intensità di 0,02 ampère, mentre la corrente che scorre attraverso R3 ha un'intensità di 0,08 ampère.

Dalla legge di Ohm, apprendiamo che la tensione presente ai capi di una resistenza è data dal prodotto tra il valore in ohm e la corrente in ampère. In base a ciò, è possibile calcolare il valore della tensione presente tra B e D

$$0{,}02 \times (R2 + 100)$$

benìnteso, agli effetti delle sole resistenze R2 e del carico, in serie tra loro.

La medesima tensione — tuttavia — è presente anche ai capi di R3, attraverso la quale scorre una corrente di 0,08 ampère, per cui essa può essere espressa anche come

$$R3 \times 0{,}08$$

Dal momento che le due ultime espressioni rappresentano matematicamente uno stesso valore di tensione, possono essere eguagliate tra loro come segue:

$$0{,}02\ (R2 + 100) = 0{,}08\ R3$$

Occorre ora considerare che la tensione totale fornita dalla sorgente, pari a 10 volt, meno la tensione presente tra i punti B e D, fornisce la caduta di tensione presente ai capi di R1. Per questo motivo, e dal momento che tale caduta è data anche dal prodotto tra il valore di R1 e la corrente che la percorre, ossia da

$$0{,}1 \times R1,$$

potremo scrivere che

$$0{,}1\ R1 = 10 - [0{,}02\ (R2 + 100)]$$

Oltre a ciò, in base alla seconda espressione algebrica che esprime il valore della tensione presente tra B e D, potremo anche scrivere che

$$0{,}1\ R1 = 10 - 0{,}08\ R3$$

Abbiamo però stabilito in partenza

che R1 = R2, per cui la prima delle due ultime equazioni può essere trascritta come segue:

$$0{,}1\ R1 = 10 - [0{,}02\ (R1 + 100)]$$

Quest'ultima equazione, abbinata a quella che la precede immediatamente, costituisce un sistema di primo grado a due incognite, costituite appunto da R1 e da R3. Avremo quindi che

$$\begin{cases} 0{,}1\ R1 = 10 - [0{,}02\ (R1 + 100)] \\ 0{,}1\ R1 = 10 - 0{,}08\ R3 \end{cases}$$

Se ora risolviamo la prima equazione rispetto ad R1, abbiamo i seguenti passaggi:

$$\begin{aligned} 0{,}1\ R1 &= 10 - (0{,}02\ R1 + 2) \\ &= 10 - 2 - 0{,}02\ R1 \\ &= 8 - 0{,}02\ R1 \end{aligned}$$

da cui

$$0{,}1\ R1 + 0{,}02\ R1 = 8$$

e

$$0{,}12\ R1 = 8$$

ed infine

$$R1 = 8 : 0{,}12 = 66{,}6\ \text{ohm}$$

In effetti, il quoziente tra 8 e 0,12 è pari a 66,666...; tuttavia, per semplicità, considereremo solo la prima cifra decimale.

Una volta stabilito il valore di R1 (pari a quello di R2 come premesso) possiamo sostituirlo nella seconda equazione del sistema, che diventerà quindi:

$$0{,}1 \times 66{,}6 = 10 - 0{,}08\ R3$$

da cui

$$6{,}66 = 10 - 0{,}08\ R3$$

indi

$$6{,}66 - 10 = -0{,}08\ R3$$

da cui

$$-3{,}34 = -0{,}08\ R3$$

Le regole più elementari dell'algebra ci insegnano che possiamo invertire tra loro i due membri dell'equazione, e cambiare loro di segno, per cui essa può diventare:

$$0{,}08\ R3 = 3{,}34$$

da cui

$$R3 = 3{,}34 : 0{,}8 = 41{,}75\ \text{ohm}$$

Abbiamo così potuto stabilire che

$$R1 = R2 = 66{,}6\ \text{ohm}$$

e che

$$R3 = 41{,}75\ \text{ohm}$$

Volendo ora fare una verifica dei risultati ottenuti, si potrà procedere come segue: la caduta di tensione ai capi di R1 (in figura 2) è data da

$$V = IR = 0{,}1 \times 66{,}6 = 6{,}66\ \text{volt}$$

La caduta di tensione ai capi di R2 è invece data da

$$V = IR = 0{,}02 \times 66{,}6 = 1{,}332\ \text{volt}$$

La caduta di tensione presente ai capi di R1 e di R2, in serie tra loro, deve essere pari ad 8 volt: ed infatti abbiamo che:

$$\begin{aligned} Vtot &= VR1 + VR2 = \\ &= 6{,}66 + 1{,}332 = 7{,}992 \end{aligned}$$

La differenza di 0,008 volt rispetto al valore stabilito di 8 volt è dovuta al fatto che — per comodità — abbiamo trascurato alcune cifre decimali. Tale errore — comunque — può essere considerato trascurabile a qualsiasi effetto pratico.

Controllando ora rispetto ad R3, sappiamo che il suo valore è di 41,75 ohm, e che ai suoi capi è presente una tensione pari a

$$10 - 6{,}66 = 3{,}34\ \text{volt}$$

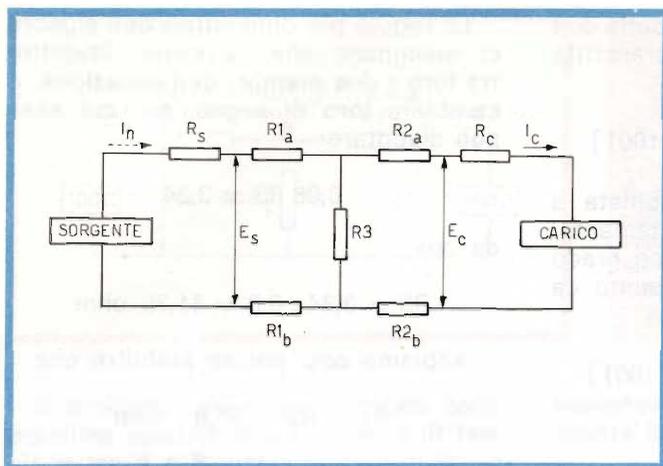



Fig. 3 - Quando l'attenuatore a « T » viene reso bilanciato, assume il classico aspetto di una « H » disposta orizzontalmente. Anche qui, per motivi didattici, R_s ed R_c sono simboliche, e rappresentano la resistenza interna della sorgente e del carico.

Inoltre, dal momento che essa è percorsa da una corrente di 0,08 ampère, possiamo controllare con la legge di Ohm che

$$R = V : I = 3{,}34 : 0{,}08 = 41{,}75$$

Con l'esempio di cui sopra, abbiamo dimostrato con quanta semplicità sia possibile calcolare i valori di R1 = R2 e di R3 in un attenuatore non bilanciato a « T », di tipo simmetrico. Volendo invece realizzare un attenuatore a « T » bilanciato, che assume il classico aspetto denominato ad « H », illustrato alla **figura 3**, tenendo conto del fatto che le resistenze R1b ed R2b (eguali tra loro come R1a ed R2a) sono in serie al circuito, che deve essere simmetrico rispetto a qualsiasi senso, è sufficiente attribuire alle quattro resistenze orizzontali un valore pari alla metà di quello considerato nell'attenuatore a « T » non bilanciato. Di conseguenza, fermi restando i valori di tensione e di corrente, nonché di rapporto di attenuazione 5 del caso trattato nell'esempio precedente, avremo che

$$R1a = R2a = R1b = R2b = 66{,}6 : 2 = 33{,}3 \text{ ohm}$$

mentre R3 conserva il suo valore di 41,75 ohm.

L'attenuatore a « π »

Per gli attenuatori a « π », siano essi del tipo bilanciato o non bilanciato, il calcolo numerico è più complesso, e — in genere — si preferisce fare uso di apposite tabelle, come vedremo in seguito.

Occorre comunque rammentare che, dalla versione non bilanciata di cui alla **figura 4**, si può passare alla versione bilanciata di cui alla **figura 5**, semplicemente attribuendo alle due resistenze orizzontali un valore pari alla metà di quello stabilito per R3 nel caso del tipo non bilanciato.

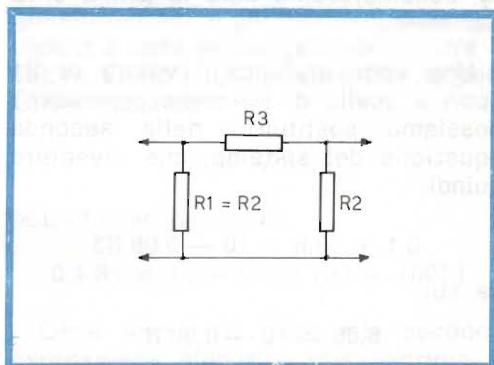



Fig. 4 - Esempio di cellula di attenuazione detta a « pi greco » (π) non bilanciata, nella quale — ove si desideri la simmetria — R1 deve essere uguale ad R2. Le coppie di poli di entrata e di uscita sono reversibili.

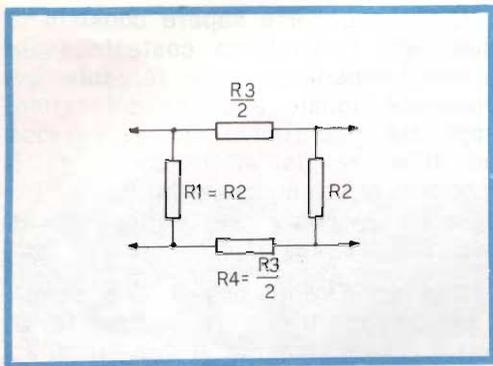



Fig. 5 - Quando l'attenuatore a « π » viene reso bilanciato, la presenza di R4 determina la forma classica di un quadrilatero, detta anche ad « O ». Anche qui, per la simmetria, si ha che R1 = R2 ed R3 = R4.

IL CALCOLO IN BASE AL RAPPORTO DI TENSIONE IN DECIBEL

Già in numerose occasioni, ci siamo occupati su questa rivista del concetto di **decibel**, e dell'utilità di questo simbolo agli effetti dei calcoli e delle misure nel campo dell'elettronica.

Non ci dilungheremo qui — pertanto — in dissertazioni sul suo impiego, che riteniamo sia ormai ben noto ai nostri lettori. Comunque, ove si desideri effettuare il calcolo di un attenuatore — ad esempio del tipo a « T » o ad « H », in funzione di un'attenuazione in decibel — sarà sufficiente stabilire, in base alla resistenza del carico che costituisce il valore di impedenza di riferimento, il rapporto di tensione corriespondente all'attenuazione desiderata. Tale rapporto permetterà di conoscere la tensione risultante dopo l'attenuazione, dopo di che si potrà procedere nel modo già indicato.

Ad esempio, supponiamo che — con un'impedenza di uscita di 600 ohm — si desideri attenuare un segnale avente il livello di 100 decibel, riducendolo ad 80 decibel, e mantenendo inalterata l'impedenza di 600 ohm.

Dalle tabelle dei rapporti in decibel, è assai facile ricavare che un'attenuazione di tensione di 20 decibel corrisponde alla riduzione della tensione della sorgente ad un decimo del suo valore. Di conseguenza, noti l'impedenza della sorgente di 600 ohm, l'impedenza del carico R_c (anch'esso di 600 ohm), il valore della tensione della sorgente E_s (misurabile con un voltmetro adatto), ed il valore che si desidera ottenere (pari ad $E_s : 10$), non esiste nessuna difficoltà a procedere nel modo già indicato per l'attenuatore a « T » nelle sue due versioni bilanciata e non bilanciata.

Trattandosi invece di un attenuatore a « π », è senz'altro conveniente servirsi dell'abaco di cui diremo tra breve. Naturalmente, nel caso in cui non si disponga del valore di attenuazione in decibel, indispensabile per il suo impiego, è sempre possibile ricavare tale valore dalle apposite tabelle, che — in genere — forniscono i rapporti di tensione per valori compresi tra 1 (0 dB di attenuazione) e 10^5 (pari a 100 dB di attenuazione.

IL CALCOLO MEDIANTE GLI ABACHI

L'abaco è un grafico mediante il quale, tracciando delle semplici linee rette immaginarie o a matita, è possibile stabilire un valore in funzione di altri.

L'attenuatore a « T »

La **figura 6** illustra un attenuatore di questo tipo, nella versione non bilanciata (**A**), e bilanciata (**B**). In primo luogo, occorre notare che le diciture di ingresso (INGR.) e di uscita (USC.) sono esclusivamente simboliche, in quanto — data la simmetria — la cellula di attenuazione può essere invertita, usando l'ingresso come uscita e viceversa, senza che ciò ne alteri il funzionamento.

Della **figura 7**, che illustra un attenuatore del tipo a « π » diremo tra breve.

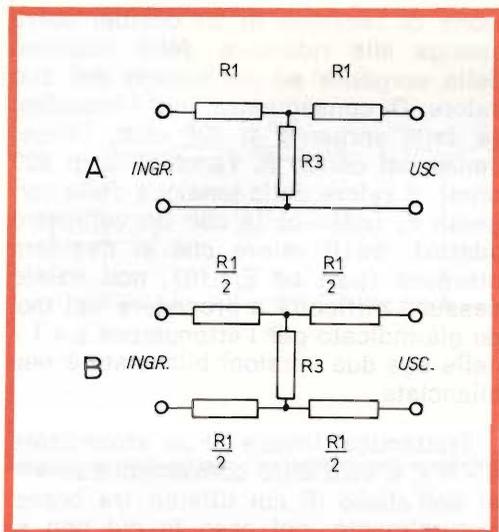



Fig. 6 - Esempi pratici di cellule di attenuazione a « T », e precisamente tipo non bilanciato (A), e bilanciato (B). Per il calcolo rapido dei componenti di questo tipo, si fa uso dell'abaco di figura 7. È stata omessa la sigla R2 in quanto questo componente deve essere uguale ad R1.

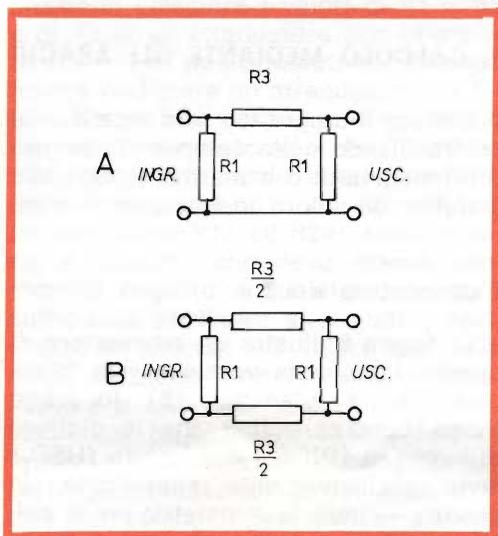



Fig. 7 - Esempi pratici di cellule di attenuazione a « π », non bilanciata (A), e bilanciata o ad « O » (B). Per il calcolo rapido dei componenti di questo tipo, si fa uso dell'abaco di figura 9. Anche qui si è fatto uso di due sole sigle, e precisamente R1 ed R3, per gli stessi motivi.

Ciò che occorre sapere consiste in due dati: l'impedenza costante (vale a dire l'impedenza della sorgente, ovviamente uguale a quella del carico, applicate rispettivamente all'ingresso ed all'uscita dell'attenuatore), ed il rapporto di attenuazione in decibel (ricavabile — come si è detto — dalle apposite tabelle).

Una volta noti questi due valori, l'uso dell'abaco di cui alla **figura 8**, riferito esclusivamente ai due tipi di attenuatori citati, è assai semplice.

Sulla prima colonna di sinistra sono riportati i valori di impedenza (Z), compresi tra 10 e 1.000 ohm. Agli effetti del calcolo, è sufficiente disporre del secondo dato, consistente nell'attenuazione in decibel. La scala di destra — infatti — comporta una doppia graduazione, di cui una riferita ad R1 (notoriamente uguale ad R2), ed una riferita ad R3. Ciò che occorre fare consiste semplicemente nel tracciare una linea diagonale, avente origine dal valore di impedenza espresso in ohm sulla colonna Z, ed il valore di attenuazione in decibel sulla doppia colonna di destra. Le due scale relative sono facilmente distinguibili, in quanto quella riferita ad R3 va da 1 a 45 decibel dall'alto in basso, mentre quella riferita ad R1 va da 1 a 40 decibel dal basso in alto.

Per calcolare il valore in ohm di R1, la linea diagonale partirà dal valore di Z, e raggiungerà il valore di attenuazione in decibel sulla scala R1, tagliando la scala centrale di sinistra (anch'essa contrassegnata R1) in corrispondenza del valore in ohm di questa resistenza, e della corrispondente R2. Una seconda linea diagonale, partente dal valore di impedenza sull'asse Z, e che raggiunge il medesimo valore di attenuazione, ma questa volta sull'asse di destra corrispondente ad R3, taglierà l'asse centrale di destra (anch'esso contrassegnato R3) in corrispondenza del valore in ohm di quest'ultima.

Ad esempio, supponiamo di avere un segnale presente ai capi di un'impe-

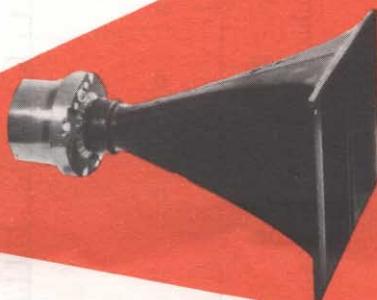
MICROFONI MAGNETODINAMICI
MICROFONI A NASTRO
SOSTEGNI PER MICROFONI
DIFFUSORI A TROMBA
UNITÀ MAGNETODINAMICHE
COMPONENTI PER ALTA FEDELTÀ
AMPLIFICATORI

RICHIEDETE LISTINI
E CATALOGHI
ALLA RCF
MILANO - VIA GIOTTO, 15
TEL. 468.909
R. EMILIA - VIA COL DI LANA, 44
TEL. 39.265

Fig. 8 - Abaco per il calcolo rapido dei componenti R1 ed R2 degli attenuatori di cui alla figura 6. Nota l'impedenza, e stabilito il livello di attenuazione in decibel, basta tracciare due sole linee trasversali che uniscono i due punti delle scale più esterne, per individuare con sufficiente approssimazione, sulle due scale centrali, i valori di R1 e di R3.

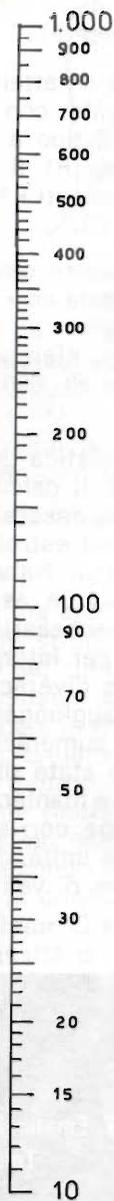
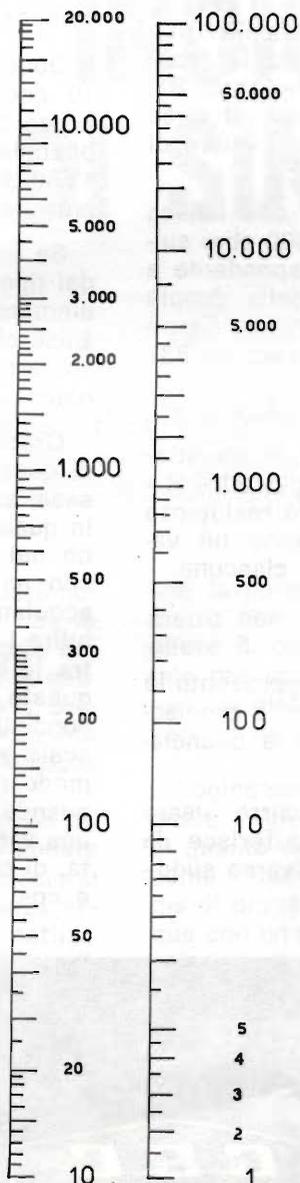
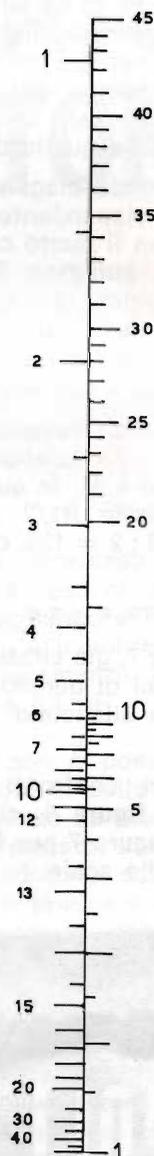



Fig. 9 - Abaco per il calcolo rapido dei componenti R1 ed R3 degli attenuatori a « π » e ad « O » di cui alla figura 8. Anche qui il procedimento consiste nel tracciare due linee trasversali tra il valore di impedenza ed il valore di attenuazione. Si rammenti che la scala di destra è doppia, ed è riferita separatamente ad R1 ed R3, con scale invertite.

denza di uscita di 500 ohm, che desideriamo attenuare di 10 decibel con un attenuatore a « T » non bilanciato, lasciando inalterata l'impedenza.

La diagonale tracciata tra il punto corrispondente a 500 ohm sull'asse Z, ed il valore di 10 dB sulla scala R1 dell'asse di attenuazione, taglia la scala centrale di sinistra, contrassegnata R1, in corrispondenza del valore di circa 250 ohm. Tale sarà dunque il valore di R1, come pure quello di R2.

Una seconda diagonale, che unisca il punto corrispondente a 500 ohm sull'asse Z con il punto corrispondente a 10 decibel sull'asse R3 della doppia scala di destra, taglierà invece l'asse centrale di destra (contrassegnata R3) nel punto che fornisce il valore di 350 ohm. Tale sarà pertanto il valore di R3.

Ovviamente, trattandosi di un attenuatore a « T » bilanciato, o ad « H » (vedi figura 6 B), le quattro resistenze contrassegnate R1/2 avranno un valore di 250 : 2 = 125 ohm ciascuna.

L'attenuatore a « π »

La figura 7, già citata, rappresenta le due versioni di questo tipo, e precisamente non bilanciata (**A**), e bilanciata (**B**).

Nei suoi confronti occorre usare l'abaco di **figura 9**, che differisce da quello di figura 7 per la diversa suddivisione delle scale.

L'uso di questo abaco è identico a quello del precedente. Anche in questo caso — infatti — l'attenuatore è costituito da resistenze di due soli valori, e precisamente dagli elementi R1 (disposti verticalmente) e dągli elementi R3 (disposti orizzontalmente).

Dovendo realizzare un attenuatore di 10 decibel, funzionante con un'impedenza di 500 ohm del tipo a « π » non bilanciato, si avrà per R1 il valore di 1.550 ohm per gli elementi R1, e di 550 ohm per l'elemento R3.

Se invece l'attenuatore deve essere del tipo bilanciato, ossia ad « 0 », i due elementi R1 rimangono al valore di 1.550 ohm, mentre gli elementi R3 assumeranno il valore di 550 : 2 = 275 ohm.

Grazie alla caratteristica geometrica di questi due abachi, il calcolo risulta assai semplice, e può essere applicato in qualsiasi caso, i cui estremi rientrino nei limiti rispettivi. Naturalmente, con un po' di pratica, è assai facile acquistare l'abilità necessaria per stabilire i valori esatti per **interpolazione**, tra le divisioni delle diverse scale. A questo proposito, aggiungeremo per concludere che le numerazioni delle scale suddette sono state disposte in modo da chiarire nella maniera migliore quando ogni divisione corrisponde ad una variazione di una unità, di due unità, di cinque, di dieci, di venti o di 50, e così via.

MICROAMPEROMETRI INDICATORI DI SINTONIA

Vengono qui presentati alcuni esempi di utilizzazione di microamperometri miniaturizzati, adatti per funzioni di controllo su registratori, ricevitori radio AM ed FM, componenti per alta fedeltà in genere. Gli schemi illustrati sono validi in linea di principio e possono servire come guida per i progettisti.

Una prima applicazione consiste nel montare lo strumento, indicato con la lettera G, nel circuito di emettitore del primo transistor dello stdio MF, al quale è applicata la tensione di C.A.G. prelevata dal rivelatore. È noto che questa tensione è proporzionale all'ampiezza del segnale ricevuto e raggiunge il valore massimo quando la sintonia è ottima. A secondo del suo livello questa tensione fa diminuire la polarizzazione del transistor Q e di conseguenza anche l'intensità di corrente di emettitore che attraversa il galvanometro indicatore G; quindi in questo caso la sintonia migliore è indicata dalla minima deviazione dell'ago dello strumento. Qualche volta è necessario introdurre una resistenza shunt R_2 in parallelo allo strumento, al fine di diminuire la corrente che lo attraversa; e d'altra parte, per non alterare il funzionamento del ricevitore, è evidente che la resistenza risultante del gruppo R_1, R_2 e resistenza interna di G, dovrà essere uguale al valore inizialmente scelto per la polarizzazione di emettitore. Di conseguenza conviene prima scegliere R_2 in modo che la corrente attraverso il galvanometro non sia eccessiva, quindi scegliere R_1 per raggiungere il valore totale previsto. C_1 è il solito condensatore di disaccoppiamento, i cui valori variano intorno a 0,1 μF.

Logicamente non è possibile assegnare i valori precisi delle resistenze, in quanto dipendono da diversi fattori, come il tipo di transistor usato, lo schema di progetto adottato, ecc.... Comunque con un po' di pratica e in base alle spiegazioni fornite, la messa a punto risulta assai semplice.

In figura 2 viene presentata una soluzione analoga, dove però il microamperometro G è stato montato sul circuito di collettore del transistor Q al quale è applicata la tensione del controllo automatico di guadagno. Come nel caso precedente, a seconda dell'intensità di corrente di collettore, è necessario talvolta shuntare lo strumento con una resistenza R_4. Un condensatore C_2 di valore compreso tra 0,05 e 0,1 μF assicura il disaccoppiamento.

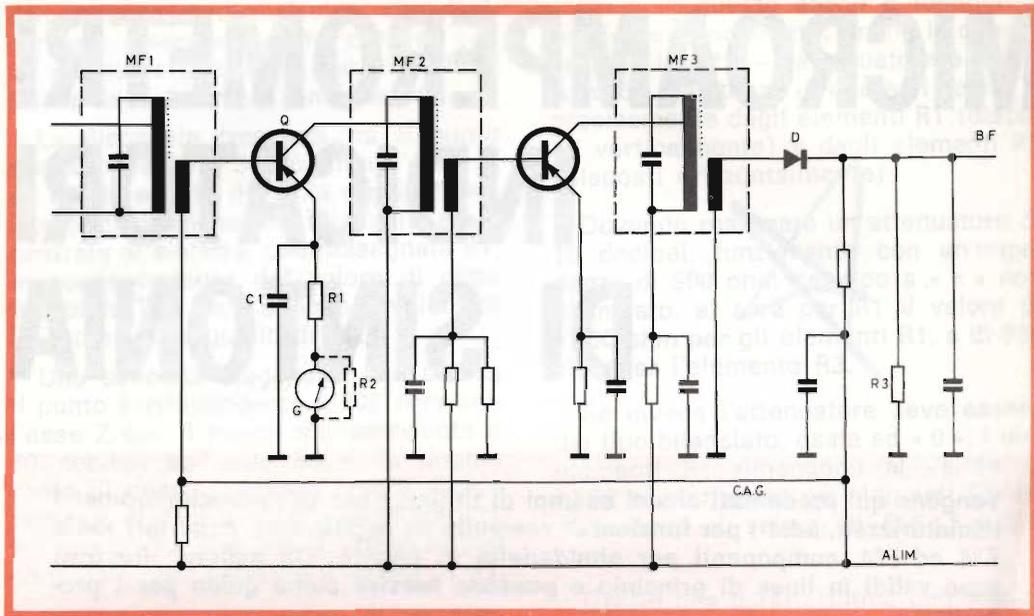



Fig. 1 - Stadio frequenza intermedia di un sintonizzatore FM, con strumento indicatore di sintonia inserito nel circuito di emettitore del primo transistor.

Un altro montaggio, anch'esso molto semplice, consiste nell'inserire il galvanometro G direttamente nel circuito rivelatore (vedi Fig. 3). R_3 è la resistenza di carico del rivelatore; in alcuni tipi di ricevitori essa può essere costituita direttamente dal potenziometro regolatore di volume.

Il galvanometro si trova dunque connesso in serie con la resistenza di carico e quindi in questo caso la sintonia ottima è indicata dalla massima deviazione dell'ago di lettura.

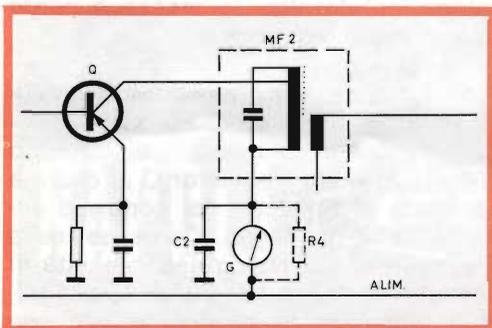



Fig. 2 - Lo strumento di controllo è inserito nel circuito di collettore del primo transistor.

Il montaggio di un microamperometro di questo tipo su un ricevitore AM/FM risulta un po' più complicato; specie se si vogliono giustamente ottenere indicazioni sulla sintonia sia per le trasmissioni modulate in ampiezza, sia per le trasmissioni modulate in frequenza, senza dover effettuare alcuna commutazione.

Il montaggio da realizzare è presentato in Fig. 4. Per la ricezione in AM l'indicatore G è collegato in serie alla resistenza R_1 di carico del rivelatore; un condensatore da 100 μF - 6 V «shunta» il galvanometro per le basse frequenze di modulazione. Quando la ricezione avviene in FM il microamperometro viene collegato per mezzo della resistenza R_3; questa può essere considerata in serie alla resistenza interna r dello strumento, e la serie a sua volta è in parallelo alla resistenza R_2. Bi-

sogna dunque che la resistenza risultante di questo gruppo serie-parallelo sia uguale ad R_4, allo scopo di assicurare il corretto funzionamento simmetrico del rivelatore a rapporto.

In pratica quindi deve risultare:

$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3 + r}$$

I seguenti valori da noi calcolati hanno dato buona prova durante il funzionamento:

$R_2 = 27\ k\Omega$, $R_3 = 22\ k\Omega$, $R_4 = 12\ k\Omega$

D'altra parte è anche possibile modificare i valori di queste tre resistenze per migliorare eventualmente la sensibilità dell'indicatore per la FM (sempre che l'uguaglianza citata sia rispettata).

Lo schema pubblicato si può considerare come principio guida per la realizzazione; in realtà poi esistono tante varianti che non è certo possibile esaminarle tutte. Resta il fatto che anche con schemi diversi il principio non cambia è può venire facilmente adattato. Prima di concludere conviene ricordare che questi amperometri particolarmente sensibili, oltre che per la ricerca della sintonia, sono utili per trovare l'orientamento migliore dell'antenna ricevente.

A conclusione alleghiamo un elenco di microamperometri di nuovo tipo adatti per le applicazioni descritte.

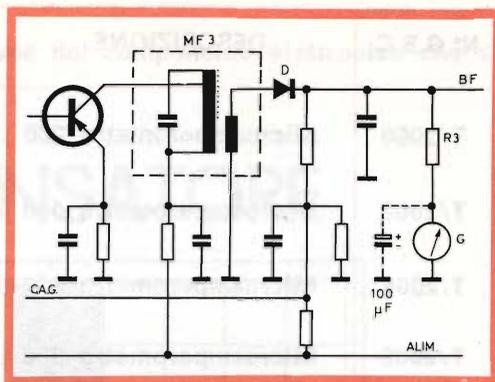



Fig. 3 - Il microamperometro è qui collegato al carico dello stadio rivelatore.

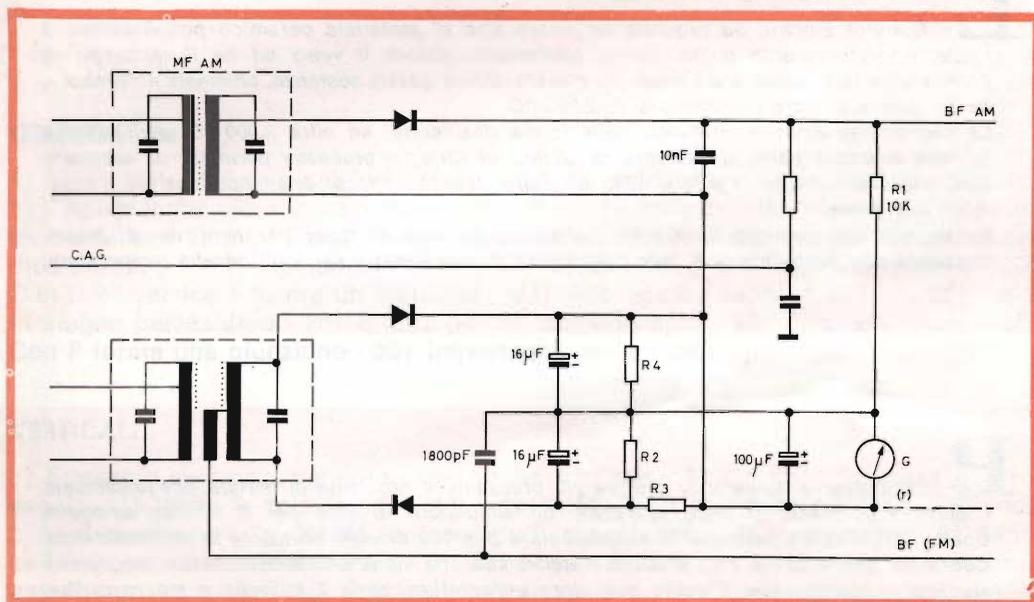



Fig. 4 - Esempio di applicazione dello strumento come indicatore di sintonia in un ricevitore AM/FM.

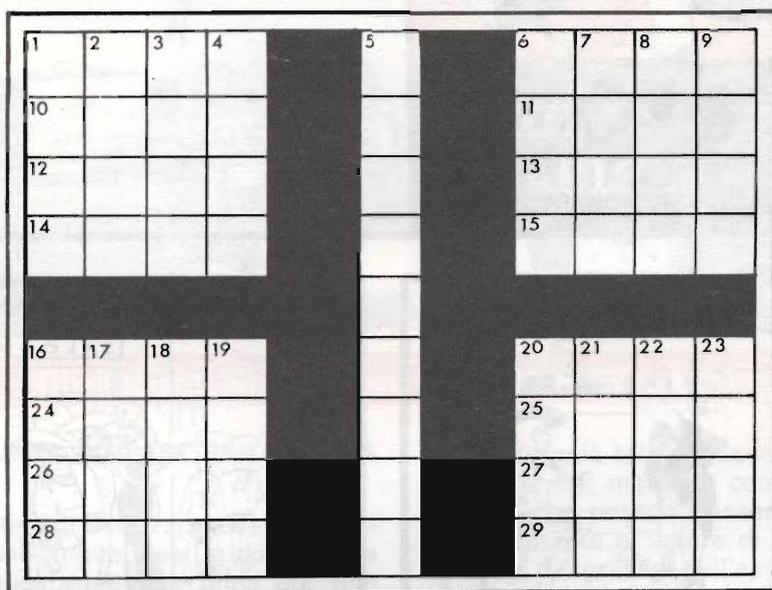
N° G.B.C.	DESCRIZIONE	IMPIEGO
T/2000	Microamperometro 200 μA	Controllo d'incisione e della batteria su registratori portatili
T/2002	Microamperometro 500 μA	Controllo d'incisione e della batteria su registratori portatili
T/2004	Microamperometro 200 μA	Misure di livello e di modulazione su registratori
T/2006	Microamperometro 500 μA	Misure di livello e di modulazione su registratori
T/2008	Microamperometro 200 μA con zero centrale	Controllo di bilanciamento in apparecchiature stereofoniche
T/2010	Microamperometro 500 μA con zero centrale	Controllo di bilanciamento in apparecchiature stereofoniche
T/2012	Microamperometro 200 μA	Controllo di sintonia in ricevitori AM-FM
T/2014	Microamperometro 500 μA	Controllo di sintonia in ricevitori AM-FM

La General Electric ha prodotto un nuovo tipo di materiale ceramico policristallino, il quale, opportunamente pulito, risulta trasparente quanto il vetro ed ha il vantaggio di poter sopportare temperature assai più elevate. Infatti questa sostanza, chiamata « Yttralux », ha un punto di fusione superiore ai 2.000 °C.
La costruzione avviene fondendo nella forma desiderata, ad oltre 2.000 °C, una miscela formata essenzialmente da polvere di ossido di ittrio; il processo permette di eliminare ogni impurità ed ogni « poro » nella struttura della ceramica, ottenendo così la trasparenza del vetro.
Le applicazioni previste consistono nella realizzazione di bulbi per lampade ad incandescenza di elevata intensità, e la costruzione di utili finestre nei forni ad alta temperatura.

Per le compagnie aeree si fa sempre più pressante il problema di istruire adeguatamente i piloti. Per questo è stato realizzato un simulatore di volo per il famoso aviogetto Boeing 707, il quale permette di rappresentare ben 160 diverse situazioni di funzionamento. Cuore del simulatore è un calcolatore elettronico che viene comandato da un programma studiato appositamente. Il costo dell'intera attrezzatura, circa 1 miliardo e mezzo di lire, può dare un'idea delle spese sostenute dalle compagnie aeree per addestrare i piloti.

Questo cruciverba tecnico prenderà il nome del componente elettronico che vi apparirà, di volta in volta, in neretto.

IL CONDENSATORE

1	2	3	4	■	5	■	6	7	8	9
10				■		■	11			
12				■		■	13			
14				■		■	15			
■	■	■	■	■		■	■	■	■	■
16	17	18	19	■		■	20	21	22	23
24				■		■	25			
26				■		■	27			
28				■		■	29			

ORIZZONTALI

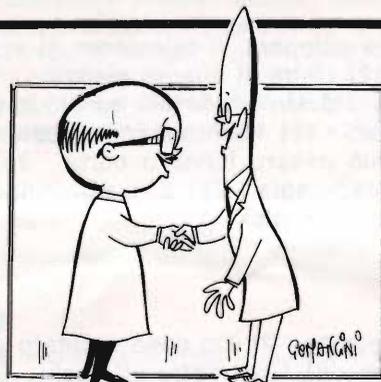
1) Musicale - 6) Serve per le forature - 10) Se sciopera, il televisore si spegne - 11) Anagrammandolo vai a vedere un film - 12) Unità di misura elettrica - 13) Indica il fattore di amplificazione del transistor - 14) Un triodo più un diodo nel codice europeo - 15) L'isolamento non è completo - 16) Fabbrica condensatori - 20) Con il 20 verticale forma un bistabile - 24) Può essere lunga o corta - 25) Lo è lo stagno per saldare - 26) Si usa per le lampade spia - 27) E' quasi tondo - 28) Con P forma una giunzione - 20) Importante per un pick-up.

VERTICALI:

1) Spesso d'inverno... ma nel video, anche d'estate - 2) Un cono montato alla rovescia - 3) Inizia la televisione - 4) Frequenza - 5) L'hai sotto gli occhi - 6) Indicano il guadagno - 7) Centro Italiano Studi Esperienze... anagrammate - 8) Manca l'R in questa unità di misura - 9) Dal basso all'alto quella di vetro è un ottimo assorbente acustico - 16) Particella elettrizzata - 17) Comitato nazionale per la energia nucleare - 19) Onda anagrammata - 19) Galvani vi scoprì l'elettricità - 20) 20) Con il 20 orizzontale - 21) Ve ne sono molte nel cambiadischi automatico - 22) Emanano dalle batterie sotto carica - 23) Serve per installare l'antenna.

VIDEO RISATE

« ...Ma io non avevo nessuna intenzione di spararvgli sei volte! Volevo farlo secco al primo colpo.. »

« Avete notato come il quartiere è mal frequentato da qualche tempo?... »

« Molto lieto: prof. Smith, specialista in satelliti artificiali »
« Piacere: prof. Brown, specialista in razzi nucleari »

a cura di P. Soati

Gli impianti di ricezione OC, FM e TV - II Parte

LINEA BIFILARE SBILANCIATA

Questo tipo di linea rappresenta un'ottima soluzione in quei casi in cui occorre avere a disposizione una linea del **tipo bilanciato** e il cui schermo è in grado di captare i segnali perturbatori aventi origine in punti prossimi al percorso effettuato dalla linea stessa.

I conduttori, generalmente di rame rosso a sezione piena, oltre ad essere protetti dall'isolante, nel quale sono immersi, sono racchiusi in uno schermo di calza di rame avente una trama molto fitta che naturalmente a sua volta è racchiusa in contenitore isolante adatto a resistere alle intemperie ed alle impurità atmosferiche. Come isolante attualmente è usato quasi sempre il polietilene.

Talvolta, per scopi particolari, lo schermo è costituito da una guaina di piombo, senza protezione esterna, ma si tratta di una soluzione che dal punto di vista meccanico è molto delicata e la sua messa in opera necessita di cure particolari.

Una particolarità molto importante delle linee bifilari schermate è che sono studiate in modo tale (almeno nella maggioranza dei tipi messi in commercio attualmente) che possono essere adattate immediatamente al valore di impedenza del circuito d'ingresso dell'apparecchio ricevente, asportando una data lunghezza della calza che funge da schermo.

In fig. 1 è riportato un classico esempio di linea bifilare schermata. I simboli riportati nella figura stessa corrispondono alle seguenti definizioni:

a = Conduttori di filo di rame rosso a fili elementari paralleli o più sovente a sezione piena.

b = Isolante a minima perdita quale il teflon, il polietilene ecc. di tipo compatto o cellulare.

s = Schermo che può essere costituito da treccia di rame rosso molto fitta e continua, da nastro sottile di rame o alluminio, avvolto a spirale, e infine, in qualche caso, da una guaina di piombo.

d = Guaina esterna protettiva di materiale isolante, composta da materiale che non può provocare reazioni chimiche con l'isolante e lo schermo.

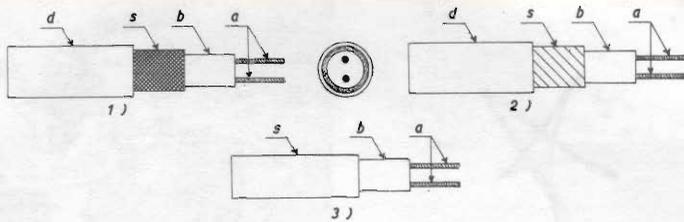



Fig. 1 - Linea bifilare schermata.

In taluni tipi di linea aventi elevate caratteristiche fra lo schermo e l'isolante esterno, è interposto uno strato di cellofane.

La sezione **b** e l'interasse tra i due conduttori **a**, come abbiamo precisato più sopra, possono essere calcolati in modo tale da consentire di adattare il cavo schermato ad un ricevitore avente ingresso bilanciato a 300 Ω, asportando la calza schermante, dal lato del ricevitore, per una lunghezza indicata dalle case costruttrici. Ciò consente il collegamento di complessi riceventi aventi il valore di impedenza di 75 o 150 Ω con apparecchi a 300 Ω.

Diamo due esempi classici di tipi di linee schermate bifilari.

Impedenza 75 Ω sotto schermo, 150 Ω fuori schermo. a = 1 x 1 mm, diametro esterno circa 8 mm. Attenuazione a 100 MHz 12 dB ogni 100 m, a 200 MHz 18 dB sempre ogni 100 m.

Tipo con impedenza = **150 Ω sotto schermo e 210 Ω fuori schermo, a** = 1 x 1 mm diametro esterno = 12 mm attenuazione = 8 dB ogni cento metri a 100 MHz, e 12 dB a 200 MHz.

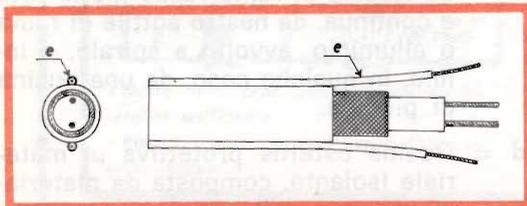



Fig. 2 - Linea bifilare schermata - Variante.

In fig. 2 è mostrato un altro tipo di linea bifilare schermata nella quale i due fili e rappresentano due fili aggiunti, del diametro di circa 0,40 mm e isolati, che consentono l'alimentazione di un amplicatore a radiofrequenza o di un separatore elettronico. Questo tipo di linea è molto usata qualora si debba trasportare il segnale di un'antenna posta in un altura ad uno o più televisori in una località posta ad una certa distanza tramite l'uso di amplificatori e separatori. Essa consente anche la alimentazione dei preamplificatori che siano collocati direttamente sul sostegno di antenna.

LINEA A CAVO COASSIALE (SBILANCIATA)

Questo tipo di linea il cui uso si è particolarmente esteso parallelamente allo sviluppo della televisione, è composta da un conduttore di rame, generalmente a sezione piena, racchiuso in un isolante pieno o cellulare, la cui sezione deve essere rigorosamente costante in modo che sia mantenuto equidistante da una calza di rame o di alluminio, piuttosto fitta, a sua volta racchiusa in una guaina isolante. Il conduttore di rame e la guaina metallica in questo caso costituiscono i due conduttori della linea.

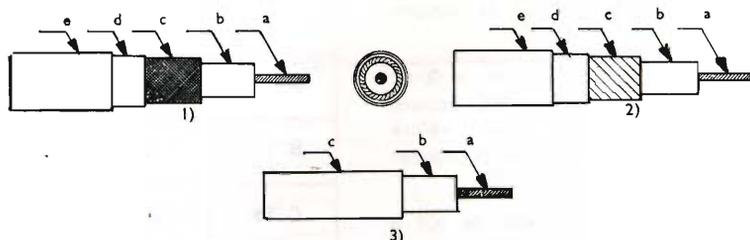



Fig. 3 - Cavo coassiale.

Essendo lo sviluppo superficiale dei due conduttori diverso e non trovandosi essi ad eguale distanza dai corpi circostanti ognuno di essi viene ad assumere una posizione diversa rispetto alla massa e di conseguenza ci si trova di fronte ad un esempio tipico di linea **sbilanciata.**

Dovendo collegare una linea sbilanciata ad un complesso sbilanciato occorre interporre fra i due elementi una sezione di bilanciamento opportunamente realizzata.

In fig. 3 è mostrato un esempio tipico di cavo coassiale nel quale: **a** = conduttore di rame rosso a sezione piena, **b** = isolante a minima perdita in teflon o polietilene di tipo compatto o cellulare, **c** = schermo in treccia di rame rosso non discontinua, o nastro di rame o alluminio, avvolto a spirale con passo largo, o guaina di rame, alluminio, talvolta di piombo, senza rivestimento, **d** = guaina di materiale plastico, **e** = guaina protettiva di materiale isolante adatta a non intaccare la sezione **b**.

Fig. 4 - Cavo coassiale - Variante.

Tipi indicativi: **75 Ω**; 1.2 mm. diametro esterno 8 mm; attenuazione a 500 MHz 16,5 dB ogni 100 m e 18 dB a 600 MHz.

75 Ω, a = 1 mm diametro esterno 6,3 mm; attenuazione a 500 MHz 20 dB ogni 100 m e 22 dB a 600 MHz.

Anche in questo caso come mostrato in fig. 4 si può avere una variante di cavo coassiale munito di due fili aggiunti esternamente da usare per l'alimentazione di preamplificatori, convertitori e televisori posti ad una certa distanza dalla linea di alimentazione.

ADATTAMENTO DI IMPEDENZA

Dovendo collegare fra di loro degli elementi che presentino valori di impedenza diverso è indispensabile provvedere ad interporre fra di essi una sezione di adattamento mediante dei dispositivi che sono noti con il nome di adattatori. In genere si tratta di componenti i quali sono facilmente realizzabili o si trovano già pronti in commercio a prezzo veramente esiguo.

Il valore della tensione che si legge in ingresso della sezione di adattamento deve essere moltiplicato per la radice quadrata del rapporto tra le impedenze allo scopo di conoscere la tensione leggibile in uscita. Nel rapporto al numeratore deve essere posto il valore dell'impedenza d'entrata e al denominatore quello d'uscita. Il risultato deve essere diminuito del 15%, dovendo tenere conto delle perdite.

Adattamento da 75 a 300 Ω o da 60 a 240 Ω: *la lettura del valore di tensione su 75 oppure su 60 Ω, moltiplicata per 1,9/1,8 volte, deve dare il valore della tensione misurabile dopo la sezione di adattamento su 300 oppure 240 Ω.*

Adattamento da 300 a 75 Ω o da 240 a 60 Ω: *la lettura del valore di tensione su 300 oppure 240 Ω, diminuita del 55/60%, deve dare il valore di tensione leggibile, dopo la sezione di adattamento, su 75 oppure su 60 Ω.*

Adattamento da 150 a 300 Ω oppure da 300 a 600 Ω: *il valore di tensione letto su 150 o 300 Ω deve essere moltiplicato per 1,3/1,2 circa.*

Adattamento da 300 a 150 Ω oppure da 600 a 300 Ω: *la tensione deve essere moltiplicata per circa 0,6. Non ottenendo tali risultati si ha la conferma che la sezione di adattamento è stata calcolata in modo errato oppure è stata costruita in modo imperfetto*

a) CASO GENERALE

Z_1, Z_2 = valori di impedenza degli elementi collegati

Z_a = valore di impedenza della sezione di adattamento

K = fattore di velocità della linea adottata nella sezione di adattamento

a = circa 0,96 per linee bifilari in aria con conduttori sottili (max Ø 4 mm)

= variabile da 0,96 a 0,85 secondo il diametro dei conduttori

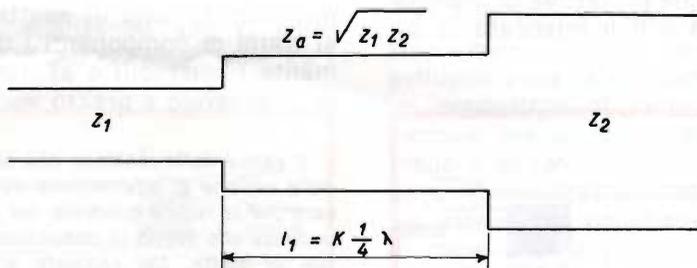
b = circa 0,80 per piattina bifilare

c = circa 0,66 per cavo coassiale o linea bifilare schermata.

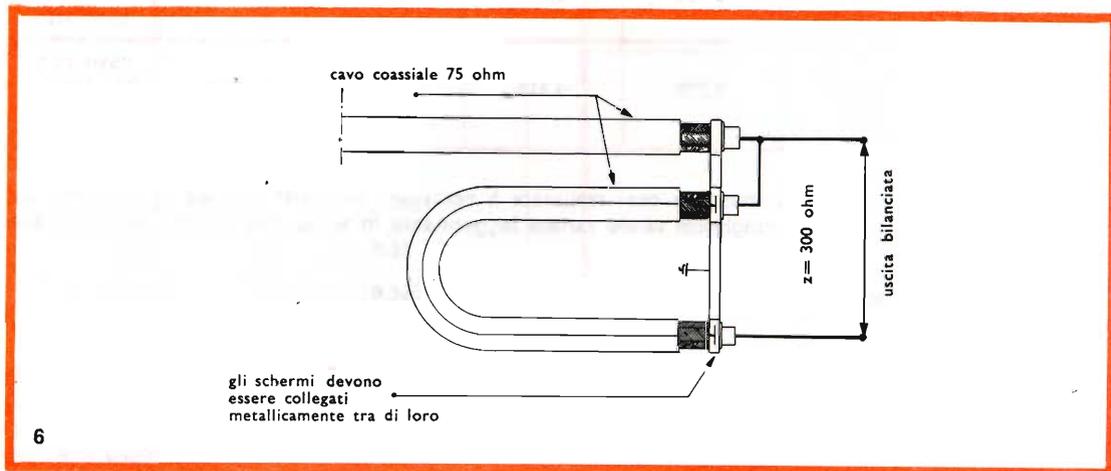
CANALE	l_1 in metri		
	linea in aria	piattina bifilare	cavo schermato
A TV	1,28	1,17	0,89
B TV	1,12	0,93	0,77
C TV	0,85	0,71	0,59
MF	0,78	0,63	0,53
D TV	0,40	0,34	0,28
E TV	0,38	0,32	0,265
F TV	0,365	0,305	0,250
G TV	0,350	0,29	0,24
H TV	0,34	0,28	0,23
Rif.	a)	b)	c)

La perdita, in una sezione di adattamento, così realizzata è contenuta nei limiti di 0,6 ÷ 1 decibel - 6 ÷ 10% del valore di segnale.

ESEMPI PARTICOLARI:

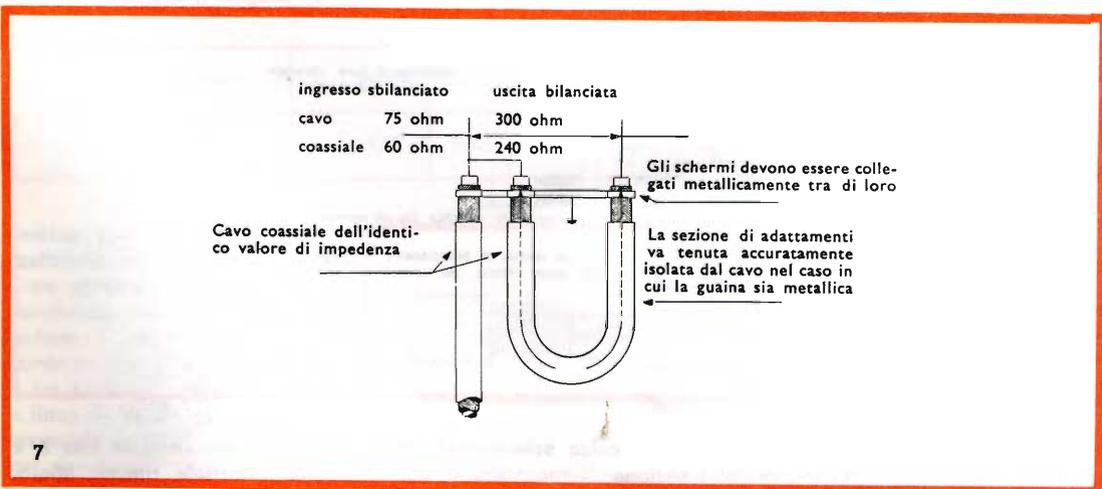
Z_1 = 75 Ω	Z_2 = 300 Ω	Z_a = 300 Ω
Z_2 = 300 Ω	Z_a = 212 Ω	Z_1 = 300 Ω
Z_a = 150 Ω	Z_1 = 150 Ω	Z_2 = 600 Ω
Z_1 = 150 Ω	Z_2 = 600 Ω	Z_a = 425 Ω

b) CAVO COASSIALE ACCOPPIATO AD ELEMENTO BILANCIATO DA 300 Ω

La sezione di adattamento va tenuta accuratamente isolata dal cavo nel caso in cui la guaina sia metallica.

6

CANALE	A TV	B TV	C TV	MF	D TV	E TV	F TV	G TV	H TV
l_1 in metri	~ 1,78	~ 1,54	~ 1,18	~ 1,06	~ 0,56	~ 0,53	~ 0,50	~ 0,48	~ 0,46

La perdita in una sezione di adattamento così realizzata è contenuta nei limiti di 0,6 ÷ 1 dB - 6 ÷ 10% del valore del segnale.
Le lunghezze valide per cavi ad isolante compatto, vanno variate leggermente in meno fino ad ottenere il miglior risultato.
Nel caso di cavi con isolante cellulare le giuste lunghezze sono date dalle case costruttrici.

ADATTATORI NEL CASO DI RICEZIONE UHF
Cavo coassiale accoppiato ad elemento bilanciato

7

Mc/s	475-500	500-525	525-550	550-575	575-600	
L1 in metri	0,205	0,195	0,185	0,175	0,17	cavo con isolante compatto
L1 in metri	0,29	0,225	0,215	0,205	0,20	cavo con isolante cellulare

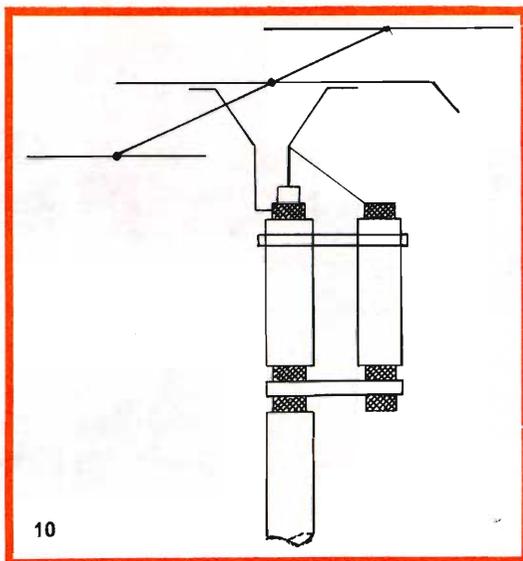
La perdita in una sezione di adattamento così realizzata è contenuta nei limiti di 1 dB pari al 10% sul valore del segnale. In genere le lunghezze vanno variate leggermente in meno fino ad ottenere il miglior risultato.

ESEMPI D'IMPIEGO

d) SEZIONE DI BILANCIAMENTO

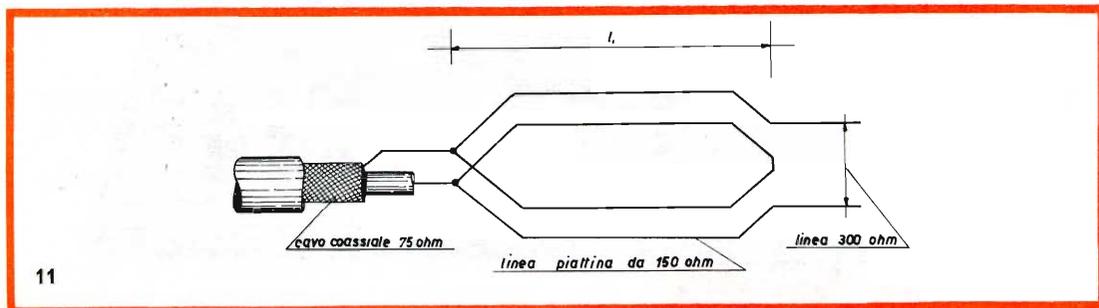
uscita bilanciata 75 ohm
collegamento metallico fra conduttore interno della linea e calza esterna della sezione di bilanciamento
protetto dalla umidita'
distanziatore isolante
12 ÷ 25 mm
l_1
spezzone di cavo coassiale lungo circa 0.235 λ
protetto dalla umidita'
collegamento metallico fra gli schermi
la sezione di bilanciamento va tenuta accuratamente isolata dal cavo
linea di alimentazione cavo coassiale da 75 ohm

Fig. 9 - Un capo del dipolo va collegato alla calza schermante, l'altro al conduttore centrale che è a sua volta collegato allo schermo della sezione di raccordo, il cui conduttore centrale rimane libero.

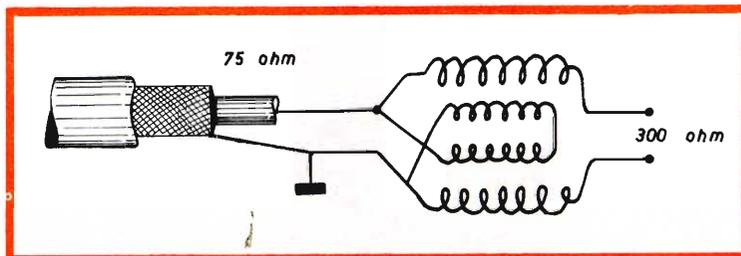
canale	l,
A TV	1,27
B TV	1,10
C TV	0,85
MF	0,76
D TV	0,40
E TV	0,38
F TV	0,365
G TV	0,35
H TV	0,335

Per una corretta realizzazione queste lunghezze possono subire una piccola variazione di lunghezza in meno a seconda del tipo della calza schermante del cavo usato.

ESEMPIO DI APPLICAZIONE:

10

11

Nella messa in opera fare in modo che la sezione di adattamento sia collegata in modo sicuro.
La lunghezza della sezione di adattamento può essere compresa entro larghi limiti senza sensibili inconvenienti — tra m 1 e m 2 per i canali A-B-C/TV-MF e tra m 0,30 e m 1 per i canali D-E-F-G-H/TV.
La perdita nella sezione di adattamento, se bene realizzata non deve superare il 6 ÷ 10% in tensione ossia 0,6 ÷ 1 decibel.
Volendo ottenere il miglior risultato

Canale	A/TV	B/TV	C/TV	MF	D/TV	E/TV	F/TV	G/TV	H/TV
	1,17	0.93	0,71	0,63	0,34	0,32	0,305	0,29	0,28

Questo tipo di adattamento è realizzato commercialmente con linee artificiali di dimensioni ridottissime, ma di difficile calcolazione — sono usate per raccordo tra aereo e cavo coassiale, e tra cavo coassiale e raccordo a linea da 300Ω oppure tra cavo coassiale a circuito d'ingresso del ricevitore.

NEW

Giradischi Studio Hi-Fi MIRACORD 50 H

ELAC

Cambiadischi automatico a 4 velocità - motore sincrono che ruota ad alta velocità costante, legata alla frequenza di rete - piatto in metallo antimagnetico da 2,3 kg e di 300 mm di diametro - braccio metallico bilanciato in tutti i piani con pressione di appoggio regolabile da 0 a 6 g - dispositivo di compensazione « anti-skating » - dispositivo per la discesa frenata del braccio mediante ammortizzatore oleo-pneumatico - è possibile montare qualsiasi cartuccia magnetica con sistema di fissaggio standard americano - comandi a pulsanti - dimensioni: 368 x 317 mm.

n. G.B.C. R/237 senza cartuccia

ELAC **ELECTROACUSTIC - KIEL - Westring 425-429 - West Germany**

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

COMMUTATORE ELETTRONICO A TRANSISTORI

(Da « Radio Electronics »)

Come è noto a chiunque sia solito all'uso dell'oscilloscopio e degli strumenti di laboratorio, il commutatore elettronico è uno strumento assai prezioso, in quanto consente l'osservazione contemporanea dei due o più segnali.

L'articolo apparso sul numero di agosto 1966 della rivista americana descrive il circuito e la tecnica di impiego di un commutatore elettronico funzionante interamente a transistori, e di realizzazione assai semplice.

Il circuito consta di due soli transistori del tipo 2N 1305, e di due diodi del tipo 1N 34A. I due transistori costituiscono un circuito « flip-flop », che porta alternativamente in stato di conduzione i due diodi di cui si è detto, permettendo di disporre in uscita dei due segnali di ingresso.

L'intero dispositivo viene alimentato semplicemente da una batteria da 22,5 volt.

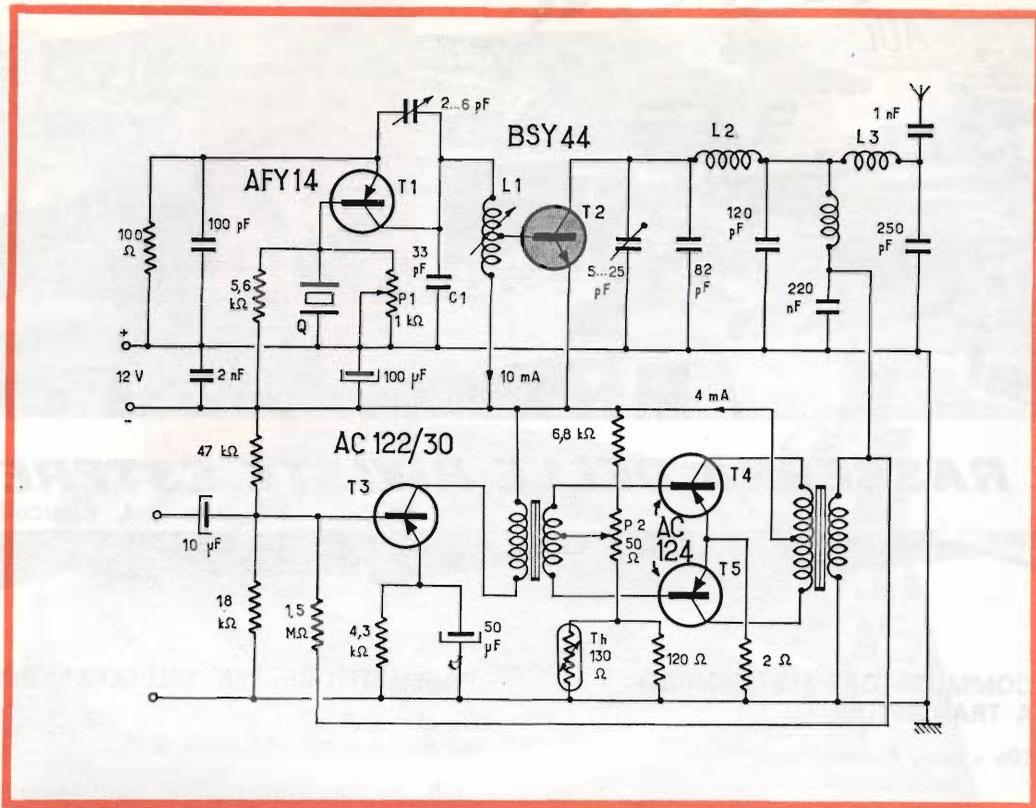
TRASMETTITORE PER TELECOMANDO

(Da « Telefunken, Halbleiter-Schaltungsbeispiele »)

Gli appassionati delle applicazioni elettroniche al modellismo sono costantemente alla ricerca di nuove idee, più o meno complesse, per realizzare impianti di comando a distanza sempre più soddisfacenti.

Ebbene, a loro disposizione recensiamo questa descrizione, di origine tedesca, che presenta interessanti caratteristiche in primo luogo per il fatto che funziona interamente a transistori, per giunta del tipo al silicio, ed in secondo luogo in quanto funziona sulla frequenza di 27,12 Megahertz, col vantaggio della possibilità di impiego con diversi canali di modulazione.

La parte superiore dello schema che riproduciamo costituisce la sezione ad Alta Frequenza, consistente nello stadio AFY14 controllato a quarzo (Q), e nello stadio finale BSY44, facente capo al sistema di accoppiamento all'antenna.

La parte inferiore è invece la sezione di modulazione, costituita da uno

stadio pilota AC 122/30, e da uno stadio finale in controfase consistente in due transistori bilanciati del tipo AC124, collegati con emettitore a massa.

All'ingresso del suddetto amplificatore, tramite la capacità di 10 microfarad, vengono applicati i segnali alle diverse frequenze di modulazione, prodotti da una sezione separata che deve essere accordata con le frequenze delle lamine vibranti nel ricevitore installato sul modellino.

La realizzazione è assai razionale, e non presenta gravi difficoltà di montaggio, di collaudo e di messa a punto.

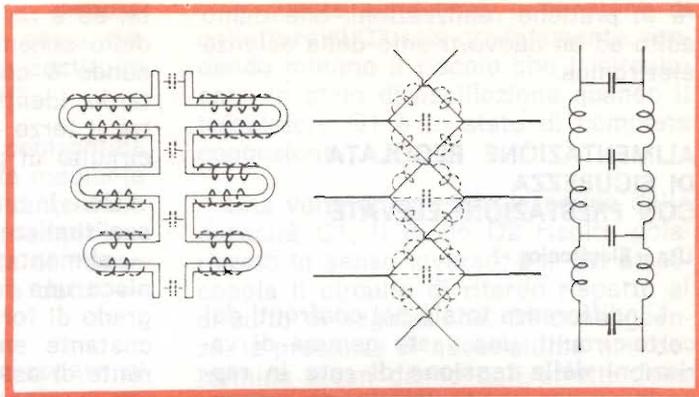
L'articolo, assai dettagliato in tutti i particolari, fornisce oltre a tutti i dati di realizzazione, anche quelli per la costruzione delle bobine e dei due trasformatori della sezione di modulazione.

NUOVE ANTENNE TV PER FREQUENZE ELEVATISSIME

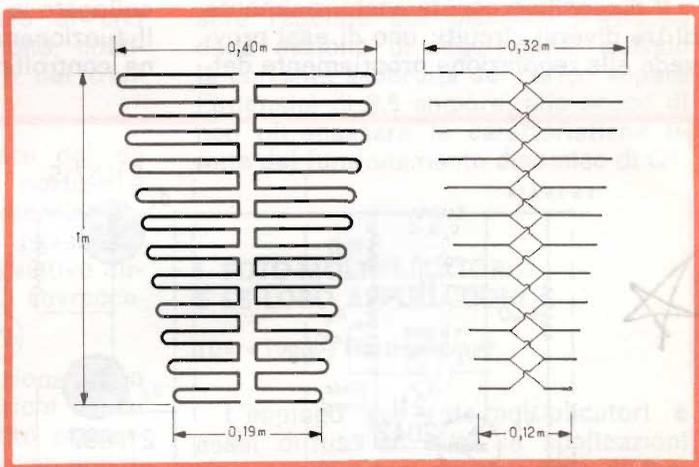
(Da « Electronique Professionelle »)

*Con l'aumentare progressivo in tut*to il mondo delle stazioni emittenti, con l'allargarsi della rete di distribuzione dei programmi attraverso i ripetitori, e con l'aggiunta dei sistemi di comunicazione intercontinentale mediante i satelliti, il problema dell'antenna è sempre più di attualità, almeno per quanto concerne la direzionalità, la larghezza di banda, la sensibilità, ed il rendimento.

L'articolo che recensiamo esamina questo argomento con sufficiente chiarezza, mettendo in evidente risalto ciò che maggiormente interessa coloro che si occupano di questo delicato componente nelle comunicazioni televisive.

Rappresentazione grafica di un dipolo multiplo, e dei circuiti equivalenti.

Le due figure che qui riproduciamo sono tratte appunto dall'articolo; la prima evidenza la struttura degli elementi a dipolo, considerandone le caratteristiche dinamiche ed i circuiti equivalenti; la seconda fornisce invece alcuni dati pratici.

L'argomento viene svolto esaurientemente, con riferimenti ai dati costruttivi e di collegamento.

Dati realizzativi di un'antenna direzionale per frequenze elevate.

LA SCRITTURA ELETTRONICA

(Da « Toute l'Electronique »)

Sebbene sia tuttora allo stadio del laboratorio, e faccia parte di ciò che viene comunemente definito col termine di « tecniche avanzate », la scrittura elettronica ha destato, già da diversi anni, l'attenzione dei tecnici che in tutto il mondo si dedicano alle ricerche.

Tra le molte, sono state avanzate ipotesi con le quali sembrerebbe possibile tradurre in caratteri stampati le parole pronunciate davanti ad un microfono, o quelle scritte su di un foglio che venga esplorato da un apposito trasduttore.

L'articolo al quale ci riferiamo elenca i diversi sistemi, tra cui il procedimento termoplastico, ed il metodo magneto-elettronico.

Si tratta indubbiamente di una nota di grande interesse, che ci auguriamo abbia ben presto un seguito consisten-

te in pratiche realizzazioni, che diano adito ad un nuovo trionfo della scienza elettronica.

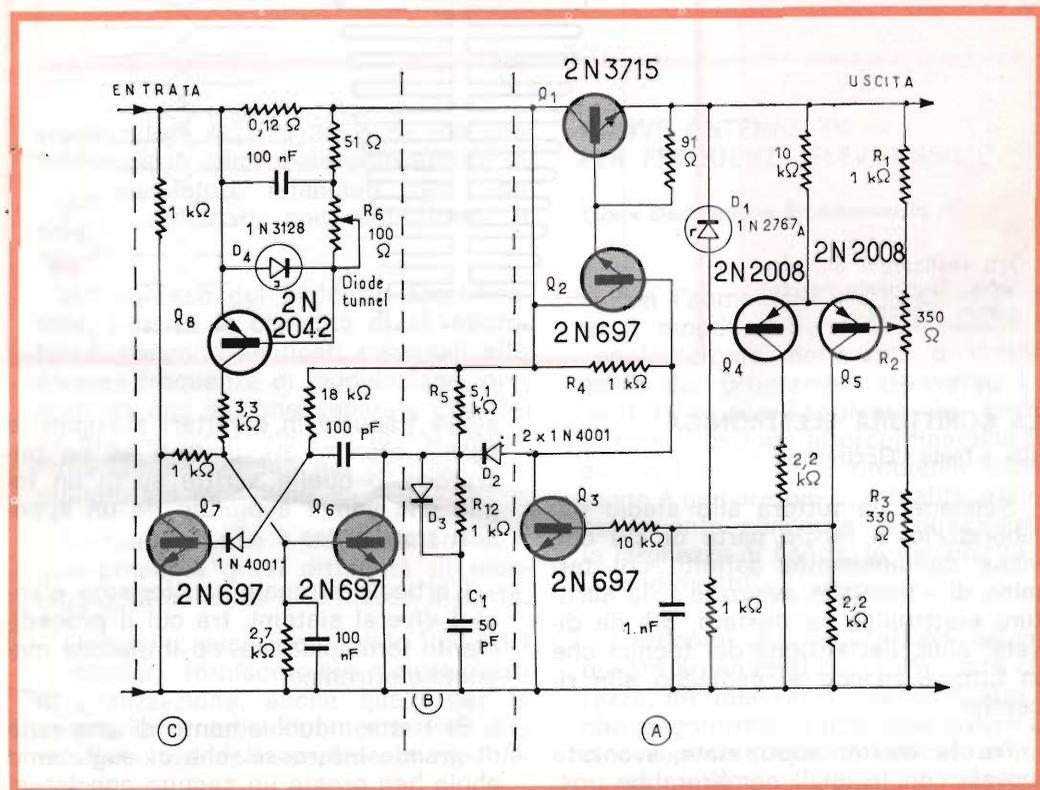
ALIMENTAZIONE REGOLATA DI SICUREZZA CON PRESTAZIONI ELEVATE

(Da « Electronics »)

L'indifferenza totale nei confronti dei corto-circuiti, una vasta gamma di variazioni della tensione di rete in rapporto ad una uscita stabile, un responso assai rapido alle variazioni istantanee delle caratteristiche di assorbimento da parte del carico, ed una notevole flessibilità di impiego, sono alcune delle prerogative dell'alimentatore regolato descritto nell'articolo, funzionante interamente a transistori.

Il dispositivo consta sostanzialmente di tre diversi circuiti: uno di essi provvede alla regolazione propriamente detta, ed è rappresentato dalla sezione A dello schema che riproduciamo. Il secondo è costituito da una rete di ritardo, identificata dalla lettera B, mentre il terzo — C nello schema — è un circuito di protezione.

Con i componenti impiegati per la sua realizzazione, questo alimentatore — alimentato da una sorgente che fornisca una tensione di 35 volt — è in grado di fornire una tensione di uscita costante entro l'1,15%, per una corrente di assorbimento da parte del carico compresa tra qualche milliampère, ed una intensità massima di 3 ampère. Oltre a ciò, il tempo di responso nel passaggio da mezzo carico a carico completo è inferiore a 4 microsecondi.

La sezione A è facilmente identificabile come circuito di regolazione propriamente detto, mediante il transistore collegato in serie, e contrassegnato Q1. Il funzionamento di questo stadio viene controllato ad opera della tensione

presente ai capi di uscita del dispositivo, una sola frazione della quale viene prelevata tramite il ponte costituito dalle resistenze R1, R2 ed R3.

Questa tensione viene confrontata con una sorgente stabilizzata mediante un diodo zener, D1, e la risultante delle due viene successivamente amplificata, prima di essere applicata al transistore Q1, che — come si è detto — provvede alla regolazione.

Fino a questo punto nulla appare di nuovo rispetto ai circuiti classici di regolazione di una tensione continua. Tuttavia, un circuito così concepito non avrebbe la possibilità di resistere ad un eventuale corto-circuito ai capi dell'uscita, in quanto il ritardo del responso di regolazione impedirebbe di proteggere adeguatamente il transistore Q1. Per questo motivo, nell'alimentatore descritto si è fatto uso di uno speciale circuito di protezione, costituito dal diodo tunnel D4 e dal transistore Q8.

Questa sezione particolare del dispositivo ha il compito di portare il transistore Q1 in stato di interdizione, vale a dire di impedire il passaggio della corrente attraverso il relativo circuito di collettore, in caso di sovraccarico accidentale.

Caratterizzato da un funzionamento perfetto nei confronti di carichi di natura resistiva, questo circuito presenterebbe un funzionamento meno soddisfacente qualora il carico presentasse una natura eminentemente capacitiva, in quanto — in tal caso — si verificherebbe un fenomeno definibile col termine empirico di « pompaggio ».

A causa di ciò, si è fatto uso anche di una rete di ritardo, predisposta in serie al collegamento col circuito che controlla il funzionamento del transistore Q1. Grazie all'impiego di questo originale accorgimento, la tensione applicata a Q1 aumenta assai lentamente, a causa della presenza della capacità C1, che si carica attraverso R4 ed R5.

In queste condizioni, la tensione di collettore di Q3 sale gradatamente, rendendo minimo il rischio che il circuito entri in stato di oscillazione quando il transistore Q1 è in stato di completa conduzione.

Una volta completata la carica della capacità C1, il diodo D2 risulta polarizzato in senso inverso, per cui disaccoppia il circuito di ritardo rispetto al circuito di regolazione. Di conseguenza, la presenza di quest'ultimo non determina alcun danno agli effetti della rapidità di responso, ciò che non si sarebbe verificato qualora ci si fosse limitati all'impiego di un circuito di accoppiamento semplicemente del tipo RC.

A tutto ciò occorre aggiungere che il potenziometro R6, presente nel circuito di protezione, deve normalmente essere regolato per ottenere il blocco della sezione di regolazione, quando la corrente assorbita dal carico supera l'intensità di 3,5 ampère, allo scopo di non oltrepassare le caratteristiche limite del funzionamento dinamico di Q1.

I FOTO-MOLTIPLICATORI, E LE LORO APPLICAZIONI

(Da « Toute l'Electronique »)

L'impiego dei foto-moltiplicatori è assai diffuso in tutte le applicazioni che — basandosi sul principio di funzionamento delle cellule fotoelettriche — servono per trasformare in impulsi elettrici gli impulsi luminosi.

Quando gli impulsi luminosi suddetti sono di debole entità, è possibile ottenere del pari una notevole sensibilità da parte del dispositivo elettronico, ricorrendo appunto ai foto-moltiplicatori.

L'articolo ne descrive il principio di funzionamento, con diversi riferimenti alla tecnica ed alle possibilità di impiego.

APPLICAZIONI INDUSTRIALI DELLA FOTO-ELETTRONICA

(Da « Radio Electronics »)

Le applicazioni delle cellule fotoelettriche nelle diverse branche dell'industria hanno subito in questi ultimi anni un enorme sviluppo. Ad esempio, nel campo dei satelliti artificiali, le cellule fotoelettriche, nella versione comunemente denominata « batteria solare » *ha consentito l'alimentazione delle apparecchiature* installate a bordo senza alcuna necessità di installare batterie di accumulatori o di pile a secco, a tutto vantaggio del peso totale.

L'articolo che recensiamo esamina le caratteristiche degli elementi fotoelettrici più moderni, mettendone in risalto i pregi e le prestazioni. Oltre a ciò, esamina il problema del tempo di responso, che attualmente raggiunge un valore dell'ordine di 45 millisecondi.

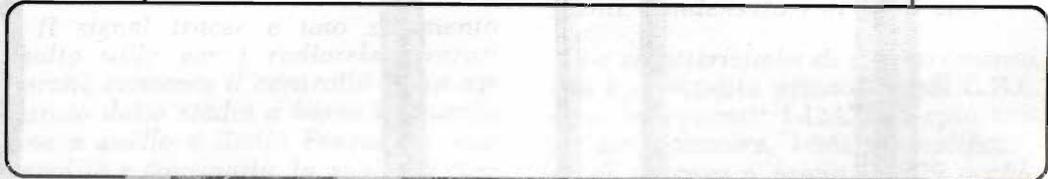
I TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

(Da « Electronique Professionelle »)

L'articolo apparso sulla rivista francese ha attirato la nostra attenzione in quanto fa parte di una serie di note, di cui quella cui ci riferiamo è apparsa sul numero di Novembre dello scorso anno.

I transistori ad effetto di campo costituiscono un'innovazione relativamente recente nel campo dei semiconduttori: riteniamo quindi che — tra i nostri lettori — vi sia certamente qualcuno che approfitterà dell'occasione per documentarsi ed aggiornarsi su questo importante argomento, leggendo appunto la serie di articoli citata.

A cura dell'INTELSAT (International Telecommunications Satellite Consortium) è in corso di esecuzione il programma di messa in orbita di satelliti per telecomunicazioni. Recentemente è stato lanciato il secondo esemplare di questa serie, dotato di notevoli caratteristiche elettriche.
L'impianto trasmittente installato a bordo è alimentato da una serie di 12.756 batterie solari al silicio, che forniscono una potenza massima di 85 W. Quattro amplificatori con valvole ad « onda viaggiante » possono fornire, lavorando non più di tre contemporaneamente, una potenza trasmessa di circa 18 W. Per dare una idea dei progressi compiuti in questo particolare settore basta pensare che il famoso satellite Early Bird non fornisce più di 6 V in trasmissione. Inoltre la più accurata messa in orbita di quest'ultimo esemplare — è stata raggiunta un'orbita equatoriale sincrona — consente di coprire un'area assai più estesa.

Negli Stati Uniti è stata realizzata un'antenna a traliccio completamente trasportabile, atta a sostituire rapidamente le postazioni fisse che fossero state messe momentaneamente fuori uso. Il sistema, trasportato da un autocarro di grosse dimensioni, comprende un traliccio ad elementi telescopici che può essere innalzato fino ad una altezza di 90 metri. Su di esso possono essere montati quattro paraboloidi da 180 cm di diametro, con relative guide d'onda, atti a lavorare nella gamma dei 6.000 Hz (microonde). Lo stesso autocarro trasporta tutti i cavi di collegamento e di fissaggio e comprende anche un generatore elettrico autonomo di rilevante potenza. Tutta l'attrezzatura può essere messa in opera in poche ore con l'impiego di soli cinque addetti.

la grande marque internationale

DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

ROSSI G. - Genova

Signal - tracer

Il signal tracer è uno strumento molto utile per i radioteleoperatori perché consente il controllo di un apparato dallo stadio a bassa frequenza fino a quello a Radio Frequenza, con rapidità e continuità, la qualcosa consente la immediata individuazione di qualsiasi genere di anomalia.

Un signal tracer veramente funzionale è il modello 147A DE LUXE *della* EICO (T/692) *il quale è adatto a funzionare nelle gamme radio, FM e TV e che è stato studiato in modo da poter essere usato con la massima facilità. Due distinti canali di ingresso facilitano l'esecuzione del signal tracing sia a bassa che ad alta frequenza.*

Lo stadio ad alta frequenza di questo strumento ha un guadagno talmente elevato che ne consente l'inserimento anche sul circuito di antenna del ricevitore in esame.

Il controllo è effettuato in due modi distinti tramite una spia ottica ed un altoparlante. Misure supplementari sono possibili mediante l'impiego del wattmetro incorporato. Ad esempio è possibile stabilire se il consumo di un apparecchio in prova è regolare ed in caso contrario individuare rapidamente la presenza di corto circuiti sui circuiti anodici, interruzioni di filamenti, condensatori di filtro etc.

Le caratteristiche di tale strumento, che è in vendita presso le sedi G.B.C. *sono le seguenti:* 1-12AX7 *doppio triodo amplificatore,* 1-6AQ5 *amplificatore di potenza a fascio,* 1-1629 *occhio magico,* 1-6X4 *raddrizzatrice,* 1-1N48 *diodo al germanio rettificatore per il wattmetro. Alimentazione* 105-125 V 50-60 Hz. *Dimensioni* 204 x 254 x 120 mm. *Peso* 4,5 kg.

Laboratorio **ORVIS**

Apparecchi per la rivelazione di metalli

Ci risulta che un apparecchio che rivela oggetti metallici e non metallici nel sotto suolo, funzionante nella gamma delle onde ultra corte, è reperibile ad un prezzo accessibile presso la ditta ECM, Via Alfredo Panzini 48, Roma 86 (Talenti).

Con detto apparecchio è possibile individuare oggetti, antiche condutture, canali coperti ecc.

Le indicazioni fornite sono due: una acustica e l'altra visiva.

Sig. **SLONGO A.** - Treviso

Termometro elettronico

In figura 1 riportiamo lo schema di un termometro semplificato ed in figura 2 quello dello schema definitivo relativo ad un termometro elettronico in grado di misurare temperature comprese fra — 50° e + 200 °C il quale impiega come elemento sensibile un termistore, seguito da un amplificatore differenziato a due transistor. L'elemento sensibile è composto da un resistore avente coefficiente di temperatura negativa, cioè del tipo NTC, inserito in un circuito a ponte. La misura delle temperature è effettuata mediante commutazione in cinque gamme. La corrente provocata dallo sbilanciamento del ponte è inviata ad un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistor al silicio mentre la temperatura è indicata da un microamperometro da 200 μA fondo scala collegato fra i collettori dei due transistor.

Fig. 1 - Schema del termometro semplificato.

Fig. 3 - Dimensioni e forma del varistore E 205 CE/P.

Per le gamme di temperatura comprese fra 0° - 50°, 50° - 100°, 100° - 150°, 150° - 200° C è impiegato un termistore del tipo E205/CE/P47K che rappresenta la sonda del termometro. Per le temperature sotto zero che vanno da — 50° a 0° C si dovrà ricorrere all'uso del termistore tipo E205CE/3K3 indispensabile dato che il primo, alle basse temperature, presenta resistenza troppo elevata che introdurrebbe una mancanza di linearità, superiore ai 3°. non accettabile per un circuito del genere. La precisione del termometro dipende dalla precisione dello strumento usato, dalla perfezione con la quale è eseguita la taratura, dalla esattezza della temperatura campione.

Per tarare la scala da 100° a 150° e da 150° a 200° si dovrà impiegare un liquido al silicone e non un qualsiasi tipo di olio dato che a queste temperature potrebbe essere infiammabile. Per le temperature comprese fra 0° e 100° come trasferitore di calore si potrà impiegare acqua pura facendo attenzione che i conduttori non vengano immersi nell'acqua. Per temperature inferiori allo zero si impiegherà un tipo di olio che non geli a — 50°.

Fig. 2 - Schema del termometro elettronico.

Durante la taratura del termometro il liquido trasferitore di calore dovrà essere agitato con continuità in modo che la sua massa si trovi ad identica temperatura.

Per eseguire la taratura di ciascuna scala è opportuno portare il liquido alla temperatura corrispondente allo zero della scala dello strumento indicatore (— 50°, 0°, 50°, 100° e 150°).

Stabilizzatasi la temperatura l'indice si porterà a zero agendo sui potenziometri Pcl, Pc2, Pc3, Pc4, Pc5. *Il potenziometro di regolazione fondo scala ha un'azione limitata durante questa fase di taratura, ed è consigliabile portarlo nella posizione centrale. Successivamente si porterà il liquido ad un valore corrispondente al fondo scala (cioè* 0°, 50°, 100°, 150° *e* 200°) *e dopo che la temperatura si sarà stabilizzata si regolerà l'indice a fondo scala agendo sul potenziometro* Ps1. *Successivamente premendo il pulsante Sp si regoleranno i potenziometri* Ppl, Pp2, Pp3, Pp4, Pp5 *sempre per il fondo scala dello strumento.*

Per la messa a punto definitiva della scala si riporterà la temperatura del liquido al valore corrispondente allo zero dello strumento quindi si porterà a zero l'indice agendo su Pcl, Pc2, Pc3, Pc4 e Pc5. *Ciò è necessario per compensare l'effetto di Ps*1 *sulla regolazione dello zero.*

Inviando il prescritto importo possiamo inviare copia dell'articolo originale.

Dott. **GUERRIERI F.** - Ferrara

Complesso ad alta fedeltà

Il complesso ad alta fedeltà che lei ha realizzato è senz'altro di elevata qualità. Dato che afferma di avere ottenuto ottimi risultati la consigliamo di non cercare di ottenere di più perchè generalmente agendo in tale senso si ottengono degli effetti contrari. Comunque rispondendo ai suoi quesiti precisiamo quanto segue:

1°) *Modificando il valore d'impedenza dell'adattatore non otterrà risultati apprezzabili dato che la differenza è trascurabile. Piuttosto può provare ad usare l'entrata tipo* B *per* 10 mV *scegliendo fra le due, quella che, ad orecchio, le sembra migliore.*

2°) *L'importanza della pressione sul disco è stata sopravvalutata, e in effetti l'opinione che una pressione minore sia sinonimo di riproduzione migliore si è dimostrata infondata. La esatta pressione, per qualsiasi tipo di cartuccia, è quella che produce la minima distorsione e non la più piccola pressione. Una pressione troppo bassa infatti può provocare la perdita del contatto più stabile e più sicuro con le pareti del solco da parte della puntina. In tal caso essa rimbalzando può provocare dei danni alle ondulazioni del solco. Quindi, nel suo caso,* la via di mezzo, *è la più consigliabile.*

3°) *Il mezzo migliore della conservazione dei dischi è di agire in modo che la polvere non si depositi su di essi. La pulizia preventiva con i pulisci dischi è senz'altro consigliabile. Non vediamo però perché non possa usare i liquidi antistatici che. usati con parsimonia, consentono di ottenere ottimi risultati (come ad esempio il Record Cleaner G.B.C.* L/784).

4°) *Per quanto concerne l'acustica troppo viva nell'ambiente di dimensioni limitate tenga presente che empiricamente si può affermare che la proporzione dei bassi del suono complessivo aumenta se il diffusore viene collocato nell'intersezione tra le superfici della stanza e cioè negli angoli. Eventuali correzioni potrà ottenerle con lo spostamento dei mobili o mediante delle tende.*

5°) *Come le abbiamo già detto il suo è da definire come un complesso di qualità superiore quindi le consigliamo di non crearsi altri problemi, salvo quello di completare eventualmente l'impianto con dei sintonizzatori per la ricezione FM in stereofonia ed in filodiffusione.*

Sig. **S. FRANCO** - Roma

Schema di amplificatore per giradischi e autoradio

Innanzi tutto la preghiamo di voler sempre indicare l'indirizzo completo alfine di consentirci di rispondere ai quesiti anche direttamente.

Infatti dato l'elevato numero di richieste che ci pervengono le risposte sulla rivista vengono pubblicate con notevole ritardo.

In figura 1 pubblichiamo lo schema di un interessante amplificatore il quale può essere applicato direttamente al suo impianto di autoradio giradischi. Si tratta di un circuito veramente ottimo nel quale si fa uso di transistori della S.G.S. FAIRCHILD, facilmente reperibili sul mercato e di elevato rendimento.

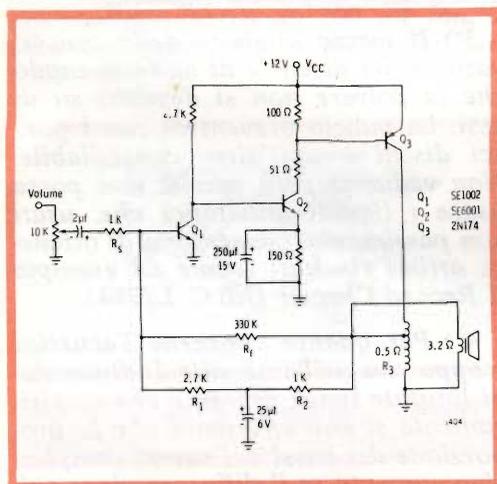



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore.

La potenza di uscita è dell'ordine dei 6,5 W con il seguente contenuto di armoniche:

Potenza di uscita	100 Hz	400 Hz	1 kHz	10 kHz
1	1	1,4	1,4	4,3
2	1,5	2	2	10
4	2,8	3,2	3,2	—
6	9,2	9,8	10	—

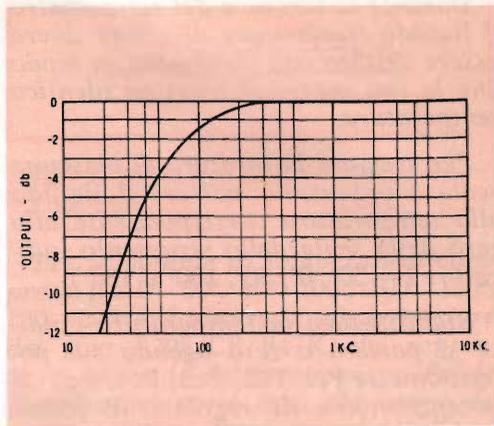



Fig. 2 - Curva di risposta.

I transistor usati sono rispettivamente 1-SE1002 *amplificatore ad elevato guadagno e* 1-SE6001 *audio driver della S.G.S.*

Inviandoci il prescritto importo potremo inviarle copia della monografia relativa all'amplificatore in questione.

Sig. **BINAGHI F.** - Como ed altri richiedenti

Contapose fotografico

Riportiamo i dati relativi i componenti del conta pose fotografico descritto nel n. 11/1966 *di SELEZIONE RADIO TV.*

R1 = 120 kΩ; R2 = 30 kΩ 5%; R3 = = 18 kΩ; R4 = 1 kΩ 1W; R5 = 51 kΩ; R6 = 24 kΩ; R7 = 5 kΩ; R8 = 10 kΩ; R9 = 10 MΩ potenziometro; R10 = = 10 MΩ; R11 = 100 Ω; R12 = 2,7 kΩ; R13 = 47 kΩ; R14 = 5,1 kΩ; R15 = 1 kΩ; R16 = 5,1 kΩ; R17 = 5,1 MΩ; R18 = 22 kΩ 2W; R19 = 4,7 kΩ 1W; C1 = 50 µF 150 V elettrolitico; C2 = = 2 µF;

F = CL 404; RY2 = 9 kΩ; tipo miniatura 75 V alternat.i RY1 = 8 kΩ.

Estratto dell'articolo originale, pubblicato su Radio Electronics Febbraio 1964, *in lingua francese inviando il solito importo.*

Sig. **ROSSI G.** - Genova

Sintonizzatore per la ricezione AM: locale

Lo schema di figura 1 si riferisce ad un sintonizzatore per la ricezione HI-FI della stazione locale ad onde medie.

L'antenna sarà scelta del tipo a ferrite. Il valore degli altri componenti è il seguente:

C1 = C6 = 10-365 pF *condensatori variabili monocomando.* C2 = C8 = 4-30 pF *trimmer.* C3 = 0,01 μF *carta o ceramico* 200 V. C4 = 0,01 μF *ceramico* 400 V. C5 = C11 = 0,1 μF *carta* 400 V. C7 = 250 pF *mica* 400 V. C9 = 10 μF *elettrolitico*.350 V. C10 = 250 pF *ceramico* 200 V. C12 = 25 μF *elettrolitico* 25 V. C13 = 0.05 μF *carta* 200 V. C14 = 20 μF *elettrolitico* 450 V. C15 = = 80 μF *elettrolitico* 450 V. F. = *fusibile* 1A.

R1 = 180 Ω, ½ W. R2 = 5 kΩ, *potenziometro per controllo sensibilità.* R3 = 33 kΩ, 1 W. R4 = R6 = 1 kΩ, ½ W. R5 = 0.1 Ω, ½ W. R7 = 0.15 MΩ, ½ W. R8 = 1,5 kΩ, ½ W. R9 = 0.47 MΩ ½ W. R10 = 7 kΩ 10 W.

T1 = *Trasformatore a Radio frequenza per la gamma* 540-1600 kHz. *Trasformatore di alimentazione primario tipo universale o a* 220 V.

Secondario 250 - 0 - 250 V 40 mA. 6,3 V 1.2A.

Valvole: amplificatrice RF = 6BA6, *rivelatrice audio, amplificatore* BF 12AU7-A.

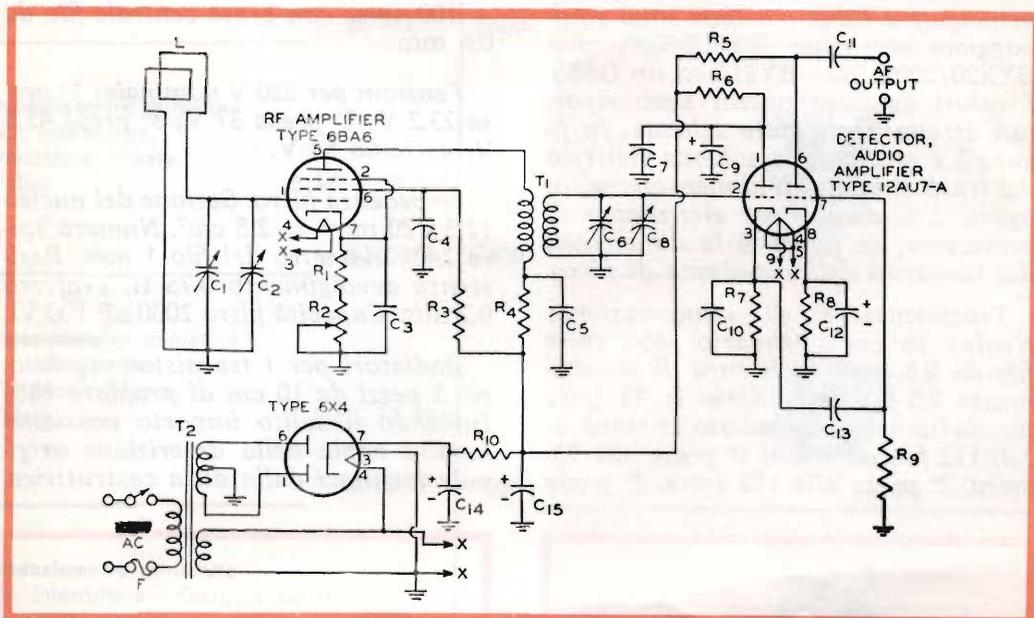



Fig. 1 - Schema elettrico di un sintonizzatore per la ricezione HI-FI.

Sig. **FUSE A.** - Sedriano

Alimentatore stabilizzato

In figura 1 *è indicato un interessante schema di alimentatore stabilizzato da* 0 - 50 V, 2A *con protezione elettronica contro i sovraccarichi ed i cortocircuiti. L'alimentatore impiega quattro transistor* ASZ16 *nel circuito di regolazione, mentre i circuiti ausiliari sono equipaggiati con tre transistor* AC128, *un* ASY77, *due diodi zener* OAZ213, *tre diodi* OA85 *ed un* OA5.

Vedi 7/1968/1199

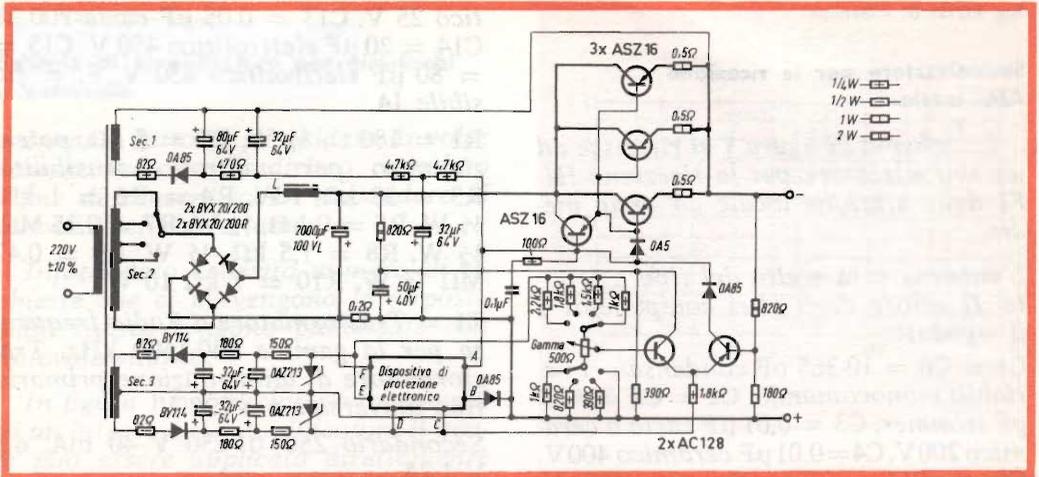



Fig. 1 - Schema elettrico di un alimentatore stabilizzato.

I circuiti di rettificazione quello principale e i due ausiliari sono equipaggiati con due BYX20/200, *due* BYX20/200R, *due* BY114 *ed un* OA85. *I valori dei componenti sono riportati direttamente sullo schema. In figura 3 è mostrato lo schema elettrico del trasformatore di alimentazione, in figura 2 il dispositivo elettronico di protezione, in figura 4 le dimensioni dei lamierini dell'impedenza di filtro.*

Trasformatore di alimentazione: Nucleo 16 *cm². Primario:* 650 *spire filo da* 0,6 *mm (resistenza di avvolgimneto* 7,5 Ω). *Secondario* 1: 75 *spire filo da* 0,6 *mm. Secondario* 2: *spire totali* 172 *filo da* 1 *mm* 1° *presa alla* 73° *spira,* 2° *presa alla* 112 *spira,* 3° *presa alla* 142 *spira. Secondario* 3: 100 + + 100 *spire con presa centrale filo da* 0,6 mm.

Tensioni per 220 V *nominale:* 1° *presa* 23,2 V; 2° *presa* 37 V; 3° *presa* 45,5 V; *estremo* 54 V.

Impedenza filtro. Sezione del nucleo 12,5 x 20 mm² = 2,5 cm². *Numero spire* 240. *Diametro del filo* 1 *mm. Resistenza avvolgimento* 0,75 Ω. *Traferro* 0,2 mm. *Capacità filtro* 2000 μF 100 Vl.

Radiatori per i transistor regolatori: 3 *pezzi da* 10 *cm di profilato* 40D. *Inviando il solito importo possiamo fornire copia della descrizione originale fornitaci dalla ditta costruttrice.*

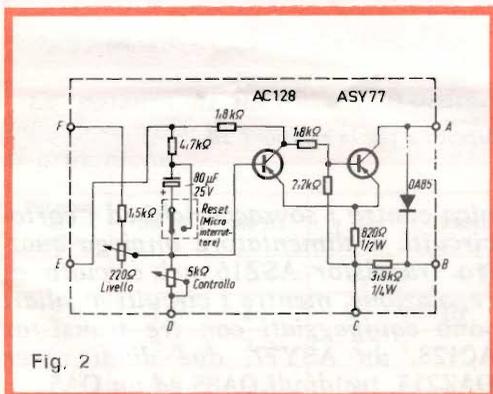



Fig. 2

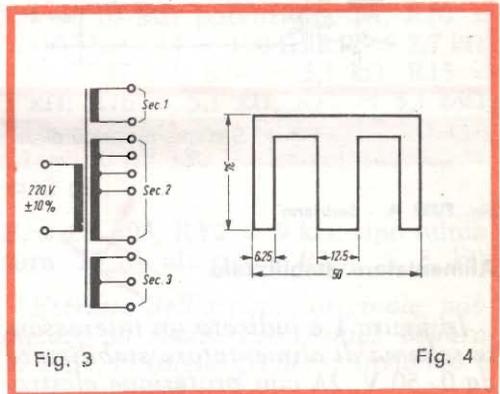
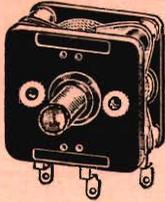



Fig. 3

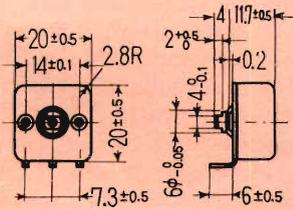
Fig. 4

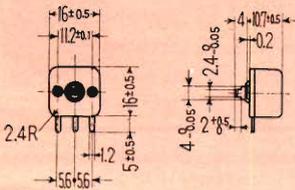
	LISTINO LIRE
Potenziometro subminiatura con interruttore. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/132**	**650**
Potenziometro subminiatura con interruttore. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/132-2**	**650**
Potenziometro miniatura con interruttore. Terminali per circuito stampato. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/133**	**600**
Potenziometro miniatura con interruttore. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/133-2**	**600**
Potenziometro miniatura con interruttore. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/133-4**	**600**
Potenziometro miniatura con interruttore - fissaggio isolato. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/133-6**	**650**
Potenziometro miniatura con interruttore - perno fresato. Variazione lineare. Valori: 5 kΩ - 10 kΩ **D/134**	**650**

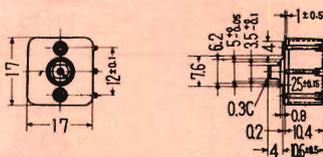
LISTINO LIRE

Micro condensatore variabile a dielettrico solido
Sezione aereo
Capacità minima: 7 pF
Capacità massima: 196 pF
Sezione oscillatore
Capacità minima: 7 pF
Capacità massima: 93 pF

1250 — **0/94-1**

Micro condensatore variabile a dielettrico solido
Sezione aereo
Capacità minima: 9 pF
Capacità massima: 209 pF
Sezione oscillatore
Capacità minima: 9 pF
Capacità massima: 99 pF

1250 — **0/95-1**

Micro condensatore variabile a dielettrico solido per apparecchi a transistor.
Capacità: 65 + 147 pF
Dimensioni: 20 × 20 × 12

1950 — **0/96-1**

Micro condensatore variabile a dielettrico solido per apparecchi a transistor.
Capacità: 4 + 126 pF
Dimensioni: 16 × 16 × 10,7

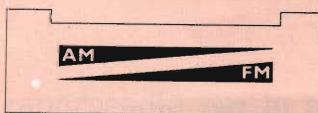
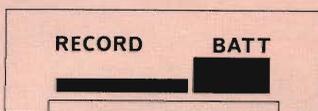
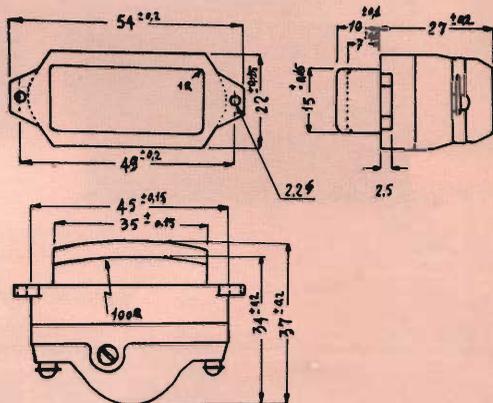
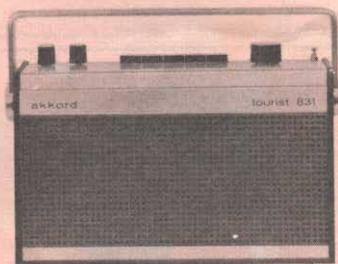
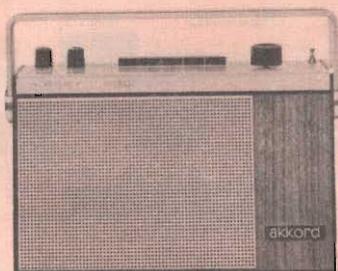
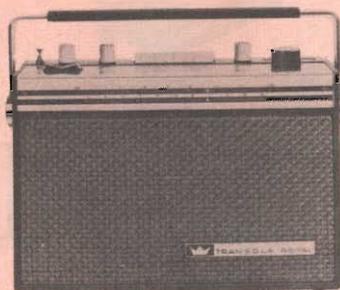
1600 — **0/99-1**

Micro condensatore variabile a dielettrico solido per apparecchi a transistor.
Sezione aereo
Capacità massima: 128,5 pF
Capacità minima: 5 pF
Sezione oscillatore
Capacità massima: 58,1 pF
Capacità minima: 5 pF
Dimensioni: 17 × 17 × 10,6

1600 — **0/99-2**

	LISTINO LIRE
Microamperometro a bobina mobile per il controllo d'incisione e batterie dei registratori.	
Portata: 200 μA **T/2000**	**2700**
Portata: 500 μA **T/2002**	**2700**
Microamperometro a bobina mobile per misure di segnale d'uscita, percentuale di modulazione e batteria dei registratori.	
Portata: 200 μA **T/2004**	**2700**
Portata: 500 μA **T/2006**	**2700**
Microamperometro a bobina mobile con zero centrale per il controllo del bilanciamento in apparecchiature stereofoniche.	
Portata: ± 200 μA **T/2008**	**2700**
Portata: ± 500 μA **T/2010**	**2700**
Microamperometro a bobina mobile con zero centrale per il controllo di sintonia dei ricevitori AM-FM.	
Portata: ± 200 μA **T/2012**	**2700**
Portata: ± 500 μA **T/2014**	**2700**

AM FM

Indicatore ottico, particolarmente adatto per segnalazioni in circuiti a transistor.

Indicazione di ON:	croce di Malta rossa in campo nero
Indicazione di OFF:	campo nero
Corrente di ON:	10 mA
Corrente di OFF:	6-8 mA
Resistenza della bobina:	40 Ω
T/1900	**2950**

LISTINO LIRE

FM - 775 « Transola Royal »
Radioricevitore portatile a transistor
per OL - OM - OC - FM
16 transistor + 10 diodi.
Antenna in ferroxcube per OL - OM.
Antenna telescopica per OC - FM.
Controllo volume, toni bassi e alti.
Selezione di gamma a tastiera.
Sintonia a ricerca automatica su tutte le 4 gamme.
Prese per comando a distanza di sintonia automatica, altoparlante supplementare, registratore, alimentazione esterna.
Altoparlante di grande resa acustica.
Potenza d'uscita: 2 W
Alimentazione c.c.: 6 pile a torcia da 1,5 V.
Elegante mobiletto bicolore con maniglia.
Possibilità di utilizzazione come autoradio.
Dimensioni: 310x200x95
Peso: 3300 g

FM - 830 « Kessy »
Radioricevitore portatile a transistor
per OL - OM - OC - FM
10 transistor + 5 diodi.
Antenna in ferroxcube per OL - OM.
Antenna telescopica per OC - FM.
Controllo volume e tono.
Selezione di gamma a tastiera.
Prese per registratore, altoparlante supplementare, alimentazione esterna, antenna per autoradio.
Altoparlante di grande resa acustica.
Potenza d'uscita: 1,5 W
Alimentazione c.c.: 2 pile piatte da 4,5 V.
Elegante mobiletto bicolore con maniglia.
Possibilità di utilizzazione come autoradio.
Dimensioni: 280x170x75
Peso: 1600 g

FM - 831 « Tourist »
Radioricevitore portatile a transistor
per OL - OM - OC - FM
10 transistor + 5 diodi
Antenna in ferroxcube per OL - OM.
Antenna telescopica per OC - FM.
Controllo volume e tono.
Selezione di gamma a tastiera.
Prese per registratore, giradischi, altoparlante supplementare, alimentazione esterna, antenna esterna.
Altoparlante di grande resa acustica
Potenza d'uscita: 1,5 W
Alimentazione c.c.: 2 pile piatte da 4,5 V
Elegante mobiletto con maniglia.
Possibilità di utilizzazione come autoradio.
Dimensioni: 280x170x75
Peso: 1600 g